SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE (GRUPPO SECONDO)

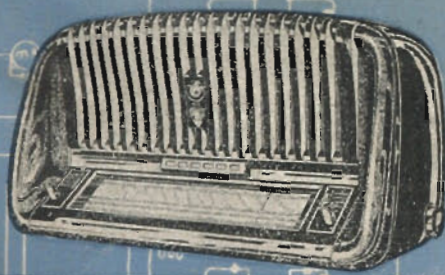
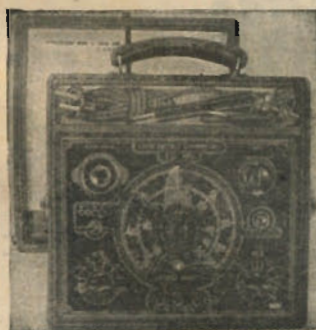
l'antenna LA RADIO

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

N. 7-8

ANNO X

1943 - XX

L. 5.

MAGNETI MARELLI
MΩ
strumenti di misura
GENERATORI DI SEGNALI CAMPIONI - GENERATORI DI BASSA FREQUENZA A BATTIMENTI - PONTI PER MISURE DI INDUTTANZE, CAPACITÀ, IMPEDENZE R. L. C. - COMPARATORI DI INDUTTANZE - INDUTTANZIMETRI E CAPACIMETRI AD A. F. - MEGAOHMETRI MISURATORI DI COEFFICIENTE DI MERITO - APPARECCHI AD ALTA TENSIONE PER PROVE DI RIGIDITÀ ED ISOLAMENTO
-ROGNONI-
FABBRICA ITALIANA MAGNETI MARELLI · MILANO

PER LE ARMI
DELLA VITTORIA...
...I PIU' PERFETTI
APPARECCHI DI
COLLEGAMENTO
RADIO
ALLOCCHIO
BACCHINI & C.
Ingegneri Costruttori
MILANO
ALFA

ANNO XV - NUM. 7 e 8 • APRILE 1943 - XXI

l'antenna LA RADIO

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

Abbonamenti: ITALIA, ALBANIA, IMPERO e COLONIE, Anno L. **45** - Semestre L. **24** - ESTERO rispettiv. L. **80** e L. **45**

Direzione e Amministrazione: VIA SENATO 24 - MILANO - Tel. 72.908 - C. P. E. 225-438 - Conto Corr. Postale 3/24227

PROSPETTIVE PER L'ESPORTAZIONE DELL'INDUSTRIA RADIOELETTRICA ITALIANA

di G. Ricci

5035

Nel presupposto che alla fine del conflitto l'industria italiana venga chiamata a partecipare in misura sostanziale, all'esportazione dei propri prodotti radio, vale la pena di esaminare quale sia stato il commercio internazionale di apparecchi radio negli anni immediatamente precedenti il conflitto.

Come risulta dalla tabella 1 i paesi esportatori, in ordine d'importanza per eccedenza delle esportazioni sulle importazioni sono: Stati Uniti, Olanda, Germania, seguiti a grande distanza dall'Ungheria e dall'Inghilterra; gli altri paesi, quali la Danimarca, la Norvegia, la Svezia, la Svizzera, ecc. pure esportando hanno una eccedenza delle importazioni sulle esportazioni e pertanto bisogna ritenere che si tratti di materiale di transito entrato nei singoli paesi sotto forma di accessori o di apparecchi non finiti. Dell'Olanda è possibile sapere solo indirettamente la destinazione dell'esportazione in quanto questo paese non ha mai reso di pubblica ragione le statistiche relative; comunque negli anni 1937-1938-1939 essa si è aggirata su circa mezzo miliardo di lire con un saldo attivo rispettivamente di 450, 350 e 370 milioni.

Per gli Stati Uniti, come risulta dalla Tabella 2, le esportazioni sono principalmente rivolte ai paesi dell'America Latina; fra i paesi europei importatori di apparecchiature radio americane il più importante, per il 1938, è l'Inghilterra con 31.600.000 di lire.

Per quel che riguarda la Germania le esportazioni, sia pure inferiori a quelle dei precedenti paesi, sono nei loro confronti, molto più estese nello spazio: vedi Tabella 3. Infatti, oltre a coprire numerosi paesi extra-europei, la esportazione germanica è indirizzata a tutti i paesi europei e del bacino del Mediterraneo.

Da quanto sopra possiamo dedurre che, mentre l'esportazione statunitense si volge particolarmente all'emisfero occidentale con modeste infiltrazioni nel continente europeo e asiatico, l'industria tedesco-olandese, che assorbe oltre i due terzi del commercio internazionale radio, è particolarmente stabilita in tutto il mondo e per quel che ci riguarda, nei Paesi Europei, nel vicino Oriente e nel Bacino Mediterraneo, questa prevalenza tedesco olandese è facilmente spiegabile con:

1) un'industria molto ben attrezzata con forte produzione e con nomi affermatisi ormai in primissimo piano;
2) sistemi di penetrazione commerciale che costituiscono per i concessionari ed i rivenditori locali notevoli fa-

SOMMARIO

Prospettive per l'esportazione dell'industria radioelettrica italiana (G. Ricci) **pag. 101** — **La modulazione nelle radiotrasmissioni** (Ing. B. Piasentin) **pag. 105** — **Trasmettitore modulato di frequenza** (G. Termini) **pag. 109** — **Super a 4 valvole** (E. Mattei) **pag. 116** — **Dall'aereo all'altoparlante** (G. Coppa) **pag. 119** — **Pagine di divulgazione** (R. Serra) **pag. 123** — **Confidenze al radiofilo, Brevetti, pag. 126.**

TABELLA 1

DESTINAZIONE	RADIORICEVITORI E ACCESSORI						VALVOLE E TUBI ELETTRONICI					
	1937		1938		1939		1937		1938		1939	
	Import.	Esport.	Import.	Esport.	Import.	Esport.	Import.	Esport.	Import.	Esport.	Import.	Esport.
Algeria	8.159.000	—	6.677.000	—	—	—	1.281.000	—	746.000	—	—	—
Bulgaria	—	—	10.675.000	—	9.761.000	—	—	—	—	—	—	—
Danimarca	8.698.000	829.000	11.008.000	1.420.000	10.080.000	2.397.000	9.364.000	150.000	9.960.000	219.000	11.447.000	169.000
Egitto	11.436.000	—	10.002.000	—	8.590.000	—	695.000	—	—	—	—	—
Francia	46.488.000	18.855.000	26.090.000	17.046.000	—	—	34 903.000	6.974 000	25.164.000	5.012.000	—	—
Germania	—	—	57.276.000	170.454.000	—	—	—	—	—	—	—	—
Grecia	1.924.000	—	15.679.000	—	9.863.000	—	—	—	—	—	—	—
Inghilterra	45.596.000	18.216.000	31.706.000	35.508.000	36.351.000	20.150.000	3.959.000	6.123.000	2.682.000	5.284.000	5.408.000	2.937.000
Iugoslavia	15.214.000	—	13.701.000	—	16.875.000	—	—	—	—	—	—	—
Libano e Siria	3.150.000	—	2.744.500	—	—	—	105.900	—	162.200	—	—	—
Marocco	—	—	3 943.000	—	—	—	—	—	267.000	—	—	—
Norvegia	1.677.000	567.000	10.423.000	1.262.000	1.910.000	1.111.000	33.500	29.000	46.000	206.000	12.000	150.000
Olanda	95.845.000	552.869.000	75.201.000	423.790.000	75.337.000	452.539.000	—	—	—	—	—	—
Palestina	7.301.000	—	4.202.000	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Portogallo	—	—	11.656.000	—	7.952.000	—	—	—	—	—	—	—
Romania	458.000	—	11.748.000	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Stati Uniti	648.000	486.932.000	1.192.000	329.665.000	886.000	316.417.000	—	78.019.000	34.000	57.082.000	40.000	57.613.000
Svezia	54.658.000	6.803.000	57.270.000	8.996.000	65.220.000	5.762.000	18.400.000	—	21.576.000	—	25.867.000	—
Svizzera	—	—	24.890.000	24.017.000	27.210.000	26.500.000	—	—	113.500	187.500	249.000	165.500
Turchia	2.609.000	—	7.619.000	—	547.000	—	—	—	—	—	—	—
Ungheria	3.361.000	22.438.000	4.131.000	16.728 000	5.632.000	18.091.000	131.000	29.722.000	142.000	24.874.000	261.800	19.127.000
Altri paesi	243.263.000	12.518.000	194.150.000	18.435.000	199.495.000	11.233.000	46.222.000	276.000	32.421.000	330.000	27.953.000	4.000
TOTALI	550.485.000	1.080.027.000	591.983.500	1.047 321.000	475.709.000	854.200.000	115 094.400	121.293.000	93.313.700	93.194.500	71.237.800	80.165.500

cilitazioni (consegna della merce già sdoganata, merce in deposito, forti dilazioni di pagamento);
3) prezzi adeguati al paese acquirente;
4) tipi e modelli di apparecchi studiati particolarmente per le esigenze locali;
5) sistema di fabbricazione, confezione, spedizione e fatturazione studiato di volta in volta per sfuggire alle tariffe doganali sempre piuttosto elevate;
6) estesissima propaganda, anche diretta, preparata e inoltrata dal paese di origine.

La prevalenza statunitense nei paesi dell'America Latina e nei paesi europei (Inghilterra) va ricercata invece nella agevolazione doganale risultante da appositi accordi commerciali.
Nessuno di questi « punti di vendita » è per noi irraggiungibile e anzi la nostra struttura commerciale offre, sia su quella tedesca che su quella statunitense, alcuni vantaggi: infatti mentre l'organizzazione commerciale tedesco-olandese sebbene perfetta, è lenta e pesante, noi possiamo contrapporre un'organizzazione più elastica che più facilmente può assimilare le necessità ed i desideri dei singoli paesi; e mentre l'organizzazione commerciale statunitense è complessa e inceppata da trasporti costosi, noi possiamo contrapporre il vantaggio della vicinanza e di trasporti a buon mercato.
Ad ambedue le organizzazioni possiamo contrapporre un costo di mano d'opera notevolmente inferiore.
L'esportazione delle apparecchiature radio è fra le più vantaggiose per il nostro paese, povero di materie prime, ma ricco di mano d'opera. Non c'è dubbio che nel costo di un apparecchio radio e sopratutto di una valvola, le materie prime incidono molto relativamente, mentre è prevalente il costo del lavoro dell'uomo. Essa quindi, oltre a rivestire caratteri economici e sociali favorevoli, per il buon andamento dell'industria italiana, è anche necessaria, alla fine del conflitto, per non far disperdere maestranze che, in seguito allo stato di emergenza imposto dalla guerra, sono state predisposte ed istruite con sacrifici non indifferenti, e per utilizzare gli impianti che sono stati creati per far fronte alle maggiori esigenze delle telecomunicazioni belliche.
I paesi dove in un primo tempo può indirizzarsi una nostra espansione sono quelli dell'Europa Danubiana, del vicino Oriente e del bacino del Mediterraneo. Si tratta, in linea di massima, di nazioni industrialmente meno progredite di noi e che alla fine del conflitto vedranno, specialmente quelle del vicino Oriente, sensibilmente migliorate le loro condizioni economiche.

TABELLA 2

ESPORTAZIONI DAGLI S. U. A.

negli anni

DESTINAZIONE	1937	1938	1939
Inghilterra . .	45.583.699	31.685.568	36.342.700
Canadà . . .	34.940.678	30.438.259	28.980.576
Messico . . .	48 433.401	15.426.681	23.921.606
Argentina . .	28.799.520	23.508.384	16.477.958
Columbia . .	8.672.064	7.567.046	9.646.848
Venezuela . .	9.516.940	7.746.739	8.633.683
Cuba	19.778.515	9.856.800	7.919.520
Svezia . . .	2.039 404	4.301.894	4.700.774
Olanda . . .	3.599.193	3.975.398	4.291.565
Brasile . . .	12.568.435	30.253.152	929.529
Italia	1.600.512	1 278.720	832.320
Norvegia . .	485.837	425.798	239.020
Altri paesi . .	240.914.112	163.201.325	173.501.184
TOTALE	486.932.313	329.665.766	316.417.286
Valvole . . .	78.019.526	57.082.733	57.613.459

(Cifre espresse in lire italiane)

L'APPARECCHIO "TIPO" PER L'ESPORTAZIONE.

Poter fabbricare in grande serie un apparecchio che pur differenziandosi in alcuni particolari, abbia costanti caratteristiche basilari non è cosa estremamente facile, ma neppure impossibile; e questo inquantochè per ogni paese dovrà essere studiato un apparecchio "ad hoc" tenendo presente le caratteristiche economiche, di gusto e climatiche di ogni singolo paese. Ciò comporterebbe la fabbricazione di serie modeste di apparecchi (1000 - 2000 pezzi) che per necessità di cose verrebbero ad essere troppo costose per poter mantenere i prezzi in concorrenza con quelli degli altri paesi. Si dovrà quindi studiare un apparecchio che abbia in comune con i vari tipi il maggior numero possibile di pezzi (ad esempio: telaio, alta, media e bassa frequenza, ecc.). Tali pezzi dovranno essere intercambiabili; con gli stessi si dovrà cioè poter creare sia un comune cinque valvole che un radioricevitore a 8 o più valvole, naturalmente cambieranno i valori elettrici delle resistenze, dei condensatori ed i tipi delle valvole, ecc., ma le parti meccaniche dovranno essere per quanto possibile unificate.
Per ridurre poi al minimo possibile il gravame fiscale, le parti dell'apparecchio, dovranno essere per quanto possibile leggere, e le spedizioni avvenire in casse doppie di cartone invece che in legno (ciò farà anche risparmiare notevolmente anche sui trasporti). Ove possibile nei paesi prescelti si creeranno dei centri di montaggio; tale cosa sarà anche facilitata in quanto le Nazioni prive di industrie locali vedranno in questi centri la premessa per la creazione di una futura industria nazionale radioelettrica.
In quasi tutte le Nazioni balcaniche, come in molte dell'Europa settentrionale, paesi ricchi di legno ed esuberanti di ebanisti, i centri di montaggio potranno avere una sezione di ebanisteria che creerà i mobili adatti al gusto e al clima del singolo paese. In tal modo fruendo delle agevolazioni fiscali di cui godono le parti staccate e avvalendosi di un peso ridotto quasi al minimo, la dogana verrebbe ridotta in quasi tutti i paesi di oltre il 50%, cosa che potrebbe consentire di affrontare in cam-

TABELLA 3

ESPORTAZIONI DALLA GERMANIA

negli anni

DESTINAZIONE	1937	1938	1939
Olanda . . .	—	21.800.000	—
Grecia . . .	—	21.046.000	—
Svezia . . .	—	18.554.000	—
Francia . . .	—	17.830.000	—
Romania . . .	—	11.635.000	—
Jugoslavia . .	—	10.477.000	—
Svizzera . . .	—	10.104.000	—
Italia	—	9.113.000	—
Danimarca . .	—	8.953.000	—
Norvegia . .	—	8.641.000	—
Spagna . . .	—	7.688.000	—
Turchia . . .	—	6.918.000	—
Bulgaria . . .	—	5.623.000	—
Ungheria . . .	—	4.130.000	—
Marocco franc.	—	2.430.000	—
Portogallo . .	—	2.369.000	—
Egitto . . .	—	1.348.000	—
Algeria . . .	—	1.158.000	—
Libano e Siria	—	830.000	—
Palestina . .	—	777.000	—
Altri paesi . .	—	30.000	—
TOTALE	—	170.454.000	—

(Cifre espresse in lire italiane)

po aperto la concorrenza delle altre nazioni esportatrici. Per quei paesi dove la tassa è "ad valorem", oltre le suadette avvertenze si potranno ottenere ulteriori facilitazioni fatturando la merce al netto costo per il concessionario rivenditore; in tal modo si viene ad eliminare un'altra imposta su di una cifra variante da! 30 al 50% sul valore totale della merce.
Dai paesi del bacino del Mediterraneo l'industria anglo-americana dovrà essere estromessa, lasciando libero il campo attualmente occupato in Algeria, Bulgaria, Egitto, Grecia, Marocco, Palestina, Portogallo, Romania, Serbia, Siria, Spagna, Turchia, ecc. (vedi Tabella 1).
Nel loro complesso queste nazioni importano una cifra raggaurdevole che integrata da quella dei paesi scandinavi potrà garantire all'industria italiana uno sbocco vantaggioso per l'eccedenza della propria produzione.
L'organizzazione del quadro commerciale, logistico, psicologico di una simile esportazione, è lunga e laboriosa; occorre infatti poter avere all'inizio i seguenti dati:

a) individuazione del tipo o dei tipi preferiti di apparecchi in un determinato paese;
b) accertamento dell'andamento delle importazioni nel paese stesso per almeno un quinquennio ed accertamento della provenienza di esse;
c) esame dei prezzi pagati dal pubblico;
d) esame dei cambi, del regime doganale e di trasporto, ponendo particolare cura per individuare se accordi commerciali, doganali, di trasporto o facilitazioni di cambio, agevolino in particolar modo uno o più paesi importatori nel confronto di altri;
e) esame della densità demografica del paese, del livello di vita e di cultura, e delle condizioni climatiche;
f) studio della rete di trasporti marittimi, ferroviari, stradali e fluviali per determinare la zona "ottima" ove impiantare il centro di montaggio che dovrà funzionare anche come centro d'irradiazione commerciale;
g) preparazione di una campagna di penetrazione commerciale, che dovrà essere appoggiata per quanto possibile, sia dalle locali autorità Diplomatiche e Consolari, sia dagli Istituti Nazionali preposti al Commercio con l'Estero.

ORDINAMENTO INDUSTRIALE DELL'ESPORTAZIONE.

Superate le difficoltà tecniche, logistiche e diplomatiche inerenti alla fabbricazione ed all'esportazione su vasta scala di una determinata categoria di apparecchi, rimane da affrontare il problema della concorrenza nazionale sui mercati esteri.
Per garantire l'integrità del nome del prodotto italiano all'estero, è necessario quindi che l'esportazione venga consentita solo a quelle Aziende che per consistenza economica, capacità tecniche e organizzazione commerciale, hanno dimostrato di appartenere a quella aristocrazia dell'industra che oramai ha felicemente superato, e che è pronta nuovamente a superare in tutti e tre i campi, le difficoltà create dalle più disparate evenienze.
E' da scartare però a priori l'idea della formazione di un eventuale "Consorzio" di esportatori radio. Il consorzio genera sempre nei paesi acquirenti il concetto di una industria monopolistica, e quindi nel compratore può sorgere il dubbio di pagare nel prezzo dell'apparecchio anche una quota per il mantenimento, sempre costoso, di una organizzazione consorziale di vendita.
Si potrà eventualmente studiare un sistema di carature ripartite fra quelle cinque o sei aziende che per numero di operai (almeno 1000), capacità di impianti e potenzialità economica, potranno garantire quella continuità di indirizzi che non deve essere trascurata allorchè si intraprendono iniziative in terre straniere. L'artigianato pseudo-industriale, le piccole effimere aziende di carattere quasi regionale, se pur non potranno essere eliminate o assorbite da enti di maggior mole a tutto vantaggio dell'economia nazionale, dovranno essere escluse dalla possibilità di avere contatti con l'estero per evitare confusioni di idee su quei mercati ed un eventuale dualismo di indirizzi commerciali.
Oggi la grande industria radioelettrica italiana, affermatasi in Italia e nel mondo per le sue realizzazioni tecniche, affinata nella sua produzione, perfettamente equipaggiata ed aggiornata nei suoi impianti, attende dai suoi Capi di essere chiamata, alla fine vittoriosa del conflitto, alla grande prova sull'arena internazionale.

Il giorno 8 giugno l'Ecc. **Gian Carlo Vallauri** *si è recato allo Stabilimento principale della* **Fabbrica Italiana Magneti Marelli.**
L'Illustre Accademico ha visitato i vari laboratori scientifici e di ricerca di questa italianissima industria, interessandosi vivamente alle nuove applicazioni realizzate nel campo radiotecnico specialmente per quel che riguarda gli apparecchi destinati alle varie specialità delle Forze Armate.
Al termine della visita l'Ecc. Vallauri si è cordialmente congratulato con i vari dirigenti tecnici per i brillanti risultati raggiunti con le loro esperienze, intese a dotare la Nazione in armi di sempre nuovi e più efficienti strumenti.

LA MODULAZIONE
NELLE RADIOTRASMISSIONI

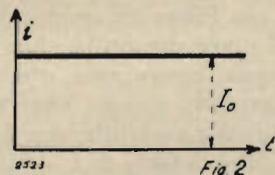
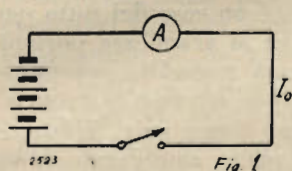
2523/24

Ing. B. Piasentin

Generalità.

Con la trattazione che segue esamineremo nel modo il più possibile chiaro e semplice, l'importante fondamentale processo della modulazione.

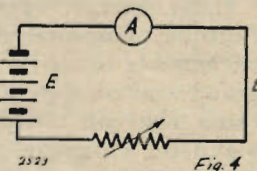
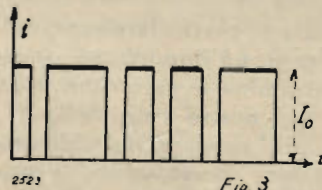
Consideriamo per semplicità il circuito di fig. 1, formato di una sorgente di corrente continua, di un amperometro e di un interruttore. A interruttore chiuso scorrerà nel circuito una certa corrente di intensità I_0, costante per tutto il tempo che l'interruttore rimane chiuso, e che scenderà istantaneamente a zero non appena si apre l'interruttore.

Fig. 1 Fig. 2

Se al posto dell'interruttore mettiamo invece un tasto telegrafico e interrompiamo la corrente a intervalli di tempo comunque irregolari, ma che possono anche coincidere con la formazione di segnali telegrafici Morse, vediamo che la corrente I_0, prima costante, si presenta ora variabile secondo la legge $f(t)$ con la quale noi operiamo sul tasto telegrafico. Se in un diagramma cartesiano portiamo sulle ordinate i successivi valori della corrente e sulle ascisse il valore dei successivi tempi, avremo per i due esempi sopra citati le rappresentazioni grafiche rispettivamente di figg. 2 e 3.

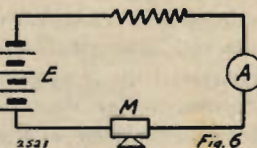
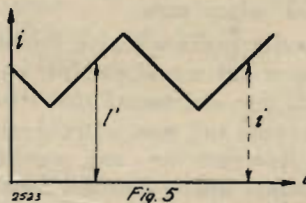
Esaminiamo ora il circuito di fig. 4 nel quale al posto dell'interruttore è stata inserita una resistenza variabile di cui possiamo supporre il cursore mobile animato da un moto alternativo secondo una determinata legge nel tempo: evidentemente i valori assunti dalla corrente oscilleranno fra un massimo e un minimo assumendo tutti i valori intermedi, precisamente come è rappresentato nel diagramma cartesiano di fig. 5. Si avrà cioè una corrente continua la quale varierà di intensità secondo una legge dipendente dal moto del cursore e dai corrispondenti valori che la relativa resistenza viene ad assumere.

Sono, tutti questi, esempi di una grandezza che per sua natura tende a mantenersi costante nel tempo (corrente continua), ma che non lo può per l'intervento di fattori esterni i quali fanno variare la resistenza del circuito.

Agli effetti dell'argomento che vogliamo trattare, la corrente che per sua natura tende a mantenersi costante la possiamo assimilare all'onda portante di una radiotrasmissione e riguardarla pertanto come una vera e propria *grandezza portante*. I fattori esterni che ne determinano le variazioni possono essere assimilati a tutto ciò che in una radiotrasmissione determina una variazione dell'onda portante, quindi per analogia possono essere definiti come *grandezza modulatrice;* la variazione che subisce la corrente per effetto dei sopranominati fattori esterni, ci dà in ogni singolo istante

Fig. 3 Fig. 4

un valore della corrente che può essere maggiore, minore, uguale del precedente, quale può essere rappresentato per esempio dal valore particolare I' di figura 5; la grandezza che ne risulta per effetto dei fattori esterni può essere assimilata all'onda modulata di una radio trasmissione e può per analogia essere chiamata *grandezza modulata.*

Un altro esempio anche più chiaro e adeguato all'argomento che dobbiamo trattare ci è offerto dalla modulazione telefonica di una corrente con-

Fig. 5 Fig. 6

tinua a mezzo di un microfono. Il circuito di massima, formato da una sorgente di corrente continua e da un microfono è illustrato in fig. 6. Quando il microfono non lavora, si stabilisce nel circuito una corrente I'' di valore costante, detta corrente di riposo e dipendente dalla resistenza del circuito e da quella del microfono. Quando invece il microfono viene investito da un'onda sonora di una determinata frequenza, è noto che vi si verificano delle corrispondenti variazioni di resistenza ohmi-

ca le quali a loro volta fanno variare con legge simile l'intensità della corrente circolante. Riferendoci ad una rappresentazione cartesiana del fenomeno, il profilo irregolare sottile sovrapposto a quello rettilineo grosso di figura 7 illustra chiaramente quali variazioni subisca per effetto della modulazione microfonica, il valore della corrente di riposo rappresentata appunto dalla linea grossa parallela all'asse delle ascisse. Si vede come la corrente in alcuni istanti scende sotto il valore di riposo ed in altri istanti sopra, potendo raggiungere al limite ampiezze di valore doppio di quello di riposo o raggiungere addirittura lo zero, riguardando questi due casi come limiti mai raggiunti nella pratica.

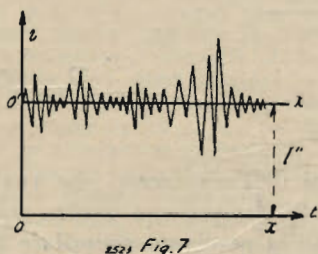



Fig. 7

Dagli esempi sopracitati e particolarmente dall'ultimo, possiamo dedurre un'importante osservazione: la causa che determina le variazioni della grandezza considerata, nel nostro caso della I'', causa che con termine più appropriato abbiamo già detto chiamarsi *funzione modulatrice*, è una grandezza la quale opera sempre in modo da fare variare la grandezza da modulare entro a dei limiti stabiliti che non possono venire oltrepassati a meno di non rompere ogni rapporto di perfetta linearità fra la funzione modulatrice e la risultante grandezza modulata, con conseguenti inevitabili distorsioni. Più chiaramente, riferendoci particolarmente all'ultimo esempio, potremo dire che la I'' quando venga modulata secondo la legge $f(t)$ (qualunque sia il fattore determinante la variazione, manipolatore, resistenza variabile o microfono) come valore massimo potrà raggiungere il doppio del valore della corrente di riposo e come minimo potrà al limite scendere al valore zero.

Una tale limitazione risulta ovvia e logica finchè si opera la modulazione con dei mezzi passivi, come nei sopracitati esempi, con dei mezzi cioè dissipativi i quali appunto perchè tali non potrebbero nemmeno far succedere diversamente; ma poichè la modulazione si può attuare anche con dei mezzi che potremo chiamare *attivi*, introducendo cioè al posto di una azione dissipativa variabile una forza elettromotrice esterna pure variabile, abbiamo ritenuto opportuno mettere in evidenza la sopracitata limitazione la quale è condizione essenziale per un corretto funzionamento. Vedremo più avanti l'espressione analitica di una tale condizione; per ora è importante tenere presente che *il fattore attraverso il quale si opera la modulazione di una grandezza elettrica, deve essere tale da non fare mai cambiare di segno alla grandezza stessa, deve cioè essere sempre positivo potendo raggiungere come limite minimo il valore zero e come limite massimo l'ampiezza della stessa grandezza da modulare.*

Dall'esame dell'ultimo esempio possiamo ricavare un'altra utile considerazione: la grandezza modulata risultante è in effetto una corrente pulsante i cui valori vanno riferiti rispetto all'asse OX (vedi fig. 7); se noi ci riferiamo invece all'asse ($O'X'$) di ordinata corrispondente al valore della corrente di riposo I'', possiamo riguardare la parte variabile della corrente non più con una grandezza pulsante ma bensì come una grandezza alternata. Vedremo più avanti che di una grandezza modulata ciò che viene utilizzato è appunto soltanto questa componente alternata.

Funzione precipua della I_0 o della I'' è solo quella di vincere la resistenza elettrica dei circuiti, convogliando lungo gli stessi quelle variazioni impresse dal processo di modulazione, esplicando così nei riguardi di queste una vera e propria funzione di supporto, da cui il nome di grandezza o funzione portante con cui si può chiamare la I_0 oppure la I'', in modo del tutto analogo alla terminologia radioelettrica. Il fatto che la grandezza portante sia in questo caso una corrente continua che si propaga lungo un conduttore, è un caso del tutto particolare ma nulla vieta che la grandezza portante possa essere una grandezza periodica comunque variabile e come caso particolare una corrente alternata variabile con legge sinusoidale. Infatti in radiotelefonia la I_0 o la I'' prima considerate, è una corrente elettrica non più costante ma alternata con frequenze di ordine elevatissimo; ciò complica un po' le cose, ma sostanzialmente l'andamento del fenomeno rimane lo stesso. Avremo in definitiva una grandezza modulata risultante variabile contemporaneamente secondo due leggi: quella relativa alle caratteristiche della portante stessa da sola, e quella relativa alla funzione modulatrice. Vedremo come mediante alcune ipotesi semplificative, il fenomeno possa essere studiato in modo completo e come i risultati deducibili teoricamente abbiano avuto conferma sperimentale nella pratica.

Analisi del fenomeno della modulazione.

Non sarà male premettere ancora alcune considerazioni di carattere generale: consideriamo la espressione sotto indicata:

$$a = A\, sen\, (\omega t + \varphi)\,.$$

In essa figurano tre fattori, l'ampiezza massima A che in questo caso è costante, la pulsazione ω che supponiamo pure costante, la fase φ pure costante, il tempo t. Il fattore $sen\,(\omega + \varphi)$ fa variare nel tempo la grandezza risultante a secondo una legge sinusoidale. Vediamo quindi come un prodotto di vari fattori costanti di cui uno sia variabile, fa sì che la grandezza risultante varia con legge simile. Per semplificare la scrittura potremo sempre supporre che la fase φ sia nulla cosicchè la risultante diventa

$$a = A\, sen\, (\omega t)\,.$$

Supponiamo ora che anche l'ampiezza massima A sia una funzione variabile del tempo e precisamente che sia

$$A = f(t).$$

La risultante in tal caso diventa:

$$a = f(t) \, sen\,(\omega t) \quad (1)$$

abbiamo cioè una grandezza la quale contemporaneamente dipende in uno stesso istante dal valore di $sen\,(\omega t)$, e da quello di $f(t)$.

Se teniamo presente quanto più sopra abbiamo detto in merito alla modulazione di una grandezza elettrica in generale e in particolare di un'onda radioelettrica è facile scorgere nella (1) la rappresentazione analitica del valore istantaneo di una oscillazione radioelettrica di pulsazione ω modulata in ampiezza secondo la funzione $f(t)$.

Nell'esempio precedentemente riportato della modulazione telefonica di una corrente continua, la parola modulazione poteva unicamente essere interpretata nel senso di variazione di ampiezza della corrente continua portante, nè sarebbe stato possibile pensare ad altri significati. Nel caso invece ora considerato di modulazione di un'oscillazione radioelettrica, data la natura molto diversa della grandezza portante, è necessario specificare più dettagliatamente il processo di modulazione; il quale, come vedremo, può avere luogo con procedimenti completamente diversi. Il caso rappresentato dalla (1) prende il nome di *modulazione di ampiezza.* Il motivo di questa maggiore specificazione è evidente dal momento che i parametri rappresentativi di un'onda portante radioelettrica sono tre e precisamente l'ampiezza massima A, la pulsazione ω, la fase φ, i quali tutti e tre rimangono costanti in assenza di modulazione.

Modulare una tale grandezza significa rendere variabili rispettivamente uno di questi parametri; la legge di variazione potrà essere qualunque, periodica, o sinusoidale. Praticamente nel caso più generale la modulazione avviene facendo variare nel tempo solo l'ampiezza A e in tal caso ci troviamo di fronte appunto ad una *modulazione di ampiezza,* che rappresenta il caso più generale.

Facendo variare la ω, lasciando costanti gli altri parametri, siamo in presenza di una *modulazione di frequenza;* analogamente agendo sulla fase φ avremo la *modulazione di fase.*

Abbiamo già detto come il primo sistema sia il più noto e il più generalmente usato; il secondo, già discretamente diffuso all'estero, solo in questi ultimi tempi comincia qui in Italia a staccarsi dalle sue caratteristiche finora sperimentali di laboratorii; il terzo rientra in certo qual modo nelle caratteristiche del secondo. Vedremo ora dettagliatamente il primo sistema.

Praticamente nella trasmissione radio di frequenze acustiche la $f(t)$ varia entro una gamma di frequenze compresa fra i venti e i ventimila Hz, mentre la grandezza portante può essere compresa entro una estesissima gamma di frequenze dai 50 ai 30.000 kHz.

Mettiamoci ora nella ipotesi (assai vicina al vero se ci si riferisce solo alle frequenze fondamentali trascurando tutte le armoniche) che tanto la legge secondo cui varia la grandezza portante come quella modulante, siano entrambe sinusoidali; in tal modo lo studio della modulazione rimane molto facilitato potendosi applicare note formule della trigonometria dalle quali è possibile e insieme agevole dedurre quelle leggi fondamentali che regolano il fenomeno, che sarebbe altrimenti di assai difficile interpretazione se si dovesse tener conto della legge reale secondo cui variano le varie grandezze in gioco.

Le conclusioni che se ne ricavano risultano valide a ogni effetto, dal momento che quanto si dimostra per una grandezza sinusoidale rimane valido anche per grandezze variabili con legge qualunque, potendo queste ultime riguardarsi come somma di tante grandezze sinusoidali diverse a norma di un noto teorema di calcolo.

Premesso quanto sopra in merito alle caratteristiche delle grandezze in gioco, possiamo senz'altro rappresentare l'oscillazione elettromagnetica di un'onda radioelettrica con la $a = A\,sen\,(\omega t)$, posto che l'ampiezza massima A si mantenga costante, cioè che l'onda non sia modulata; nell'ipotesi che essa venga modulata in ampiezza dall'oscillazione elettroacustica $b = B\,sen\,(\Omega t) = f(t)$, poichè sappiamo che la $f(t)$ deve essere tale da non diventare mai negativa e da non oltrepassare mai in ampiezza il valore massimo della portante, se vogliamo rappresentare analiticamente il valore istantaneo dell'oscillazione radioelettrica modulata ottemperando contemporaneamente alla condizione su esposta, vediamo facilmente che la (1) dovrà essere scritta nella forma seguente:

$$a = [A + B\,sen\,(\Omega t)]\,sen\,\omega t. \quad (2)$$

Nella (2) la somma dei termini compresi fra parentesi ci rappresenta il valore della ampiezza massima in funzione di $sen\,(\Omega t)$, ed è ovvio che quando il valore di B sia scelto tale che A sia sempre maggiore o come limite eguale di B, la somma dei termini compresi fra parentesi non potrà mai diventare negativa, e solo come caso limite potrà annullarsi per $A = B$.

Chiamiamo m il rapporto B/A; potremo allora scrivere la (2) nel seguente modo:

$$a = A\,(1 + m\,sen\,\Omega t)\,sen\,\omega t. \quad (3)$$

Il rapporto m chiamasi *grado o profondità di modulazione,* esso è sempre minore di uno e come limite può raggiungere appunto questo valore; si vede facilmente che esso è dato da:

$$m = (A_{max} - A_p)/A_p = (A_p - A_{min})/A_p = B/A_r$$

dove

A_{max} = valore massimo della grandezza modulata,
A_{min} = valore minimo della grandezza modulata,
A_p = valore istantanea della portante non modulata.

Sviluppando la (3) si ha subito:

$$a = A\,sen\,\omega t + m\,A\,sen\,\Omega t\,sen\,\omega t$$

da cui sviluppando il secondo termine del secondo membro, quale prodotto di due seni, abbiamo la espressione

$$a = A \, sen \, \omega t + mA/2 \, cos \, (\omega - \Omega) t - $$
$$- mA/2 \, cos \, (\omega + \Omega) t \, . \qquad (4)$$

La (4) è una relazione importantissima e fondamentale dalla quale possiamo dedurre l'importante enunciato:

Una grandezza alternativa sinusoidale modulata in ampiezza secondo un'altra legge pure sinusoidale, quindi di ampiezza massima continuamente variabile nel tempo, dà luogo a una risultante la quale si può scomporre nella somma di grandezza alternative diverse, ognuna di valore massimo costante e aventi frequenze rispettivamente eguali alla portante, alla somma e alla differenza delle frequenze in gioco.

Più precisamente nel nostro caso, la grandezza modulata si scinde in una oscillazione di pulsazione ω e ampiezza A, una di pulsazione $\omega - \Omega$ e di ampiezza $mA/2$, e una di pulsazione $\omega + \Omega$ e ampiezza pure $mA/2$.

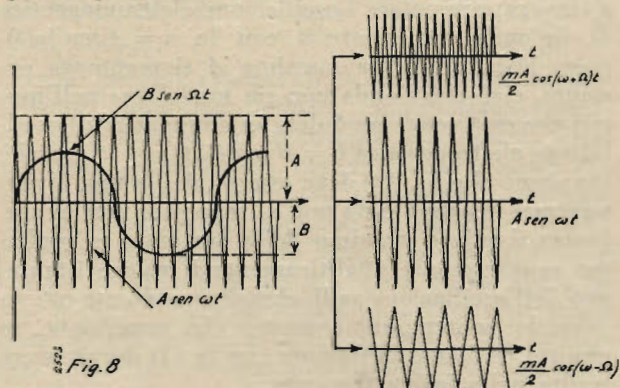



Fig. 8

Per una maggiore chiarezza nella visione del fenomeno, riportiamo la rappresentazione grafica illustrata in fig. 8: nella parte a sinistra sono rappresentate graficamente le due oscillazioni in gioco, quella portante segnata a tratto sottile e quella modulatrice segnata a tratto grosso, la cui diversità di frequenza appare subito evidente, per quanto una tale rappresentazione sia ancora molto lontana dalla grandissima differenza esistente in realtà. La composizione di queste due oscillazioni diverse dà luogo a una oscillazione complessa risultante che, a norma di quanto abbiamo già visto, si può scomporre nelle tre oscillazioni rappresentate graficamente nella parte destra della fig. 8.

Oltre che la diversità di frequenza fra le varie componenti in cui è scomposta la risultante, il disegno mostra chiaramente anche in quale rapporto stiano le relative ampiezze, sempre a norma della (4).

Dunque quella che prima di essere modulata si presenta come una grandezza alternativa di pulsazione e ampiezza costanti, per effetto della modulazione diventa una grandezza molto complessa, il cui studio non sarebbe cosa molto semplice se si dovesse analizzare solo l'effetto risultante di tutto il fenomeno.

Poichè fortunatamente si è potuto dimostrare, sia per via teorica che per via sperimentale, che tutto avviene come se l'effetto risultante fosse dovuto alla contemporanea presenza di un certo numero di componenti diverse, la cui espressione analitica è immediata e semplice, ne deriva che potremo esprimere analiticamente il valore della nostra grandezza modulata risultante come somma delle espressioni esprimenti tali componenti, rimanendo così grandemente semplificato e facilitato lo studio e l'analisi del complesso fenomeno. La scomposizione analitica di una radiofrequenza, modulata dalla somma di più frequenze aventi ampiezze diverse e frequenze pure leggermente diverse, non è e non deve sembrare un artificio di calcolo per risalire a una rappresentazione analitica del fenomeno, ma dobbiamo ammettere che risponde a una vera realtà fisica dal momento che ne è stata data anche una completa conferma sperimentale. Si è potuto infatti a mezzo di appositi circuiti filtro separare e individuare singolarmente ognuna delle varie frequenze indicate dalla scomposizione analitica della (4). Le frequenze che sorgono parallelamente alla portante, sono note col nome di *bande laterali.* L'aver ammesso che la modulazione di una grandezza radioelettrica ci dà una grandezza variabile, la quale assume caratteristiche tali come se fosse la risultante della somma di un certo numero di altre grandezze alternate, ci porta a concludere che la presenza di tali grandezze è appunto l'effetto della modulazione; esse sono rispettivamente le due bande laterali di pulsazione $\omega - \Omega$ e $\omega + \Omega$. Nell'esempio da noi citato, poichè la grandezza modulatrice è stata supposta una frequenza unica di pulsazione Ω, ovviamente le bande laterali risultanti sono due, ma quando invece la grandezza modulatrice è una frequenza musicale, risultante magari dal suono contemporaneo di più strumenti, allora siamo in presenza di una grandezza modulatrice formata dalla contemporanea presenza di più frequenze con tutte le relative armoniche cosicchè le conseguenti bande laterali saranno formate da una estesa gamma di frequenze rispettivamente superiori e inferiori alla portante, formanti come una specie di canale ideale le cui sponde sono costituite dalle bande laterali estreme e di cui la portante ne costituisce l'asse geometrico longitudinale. Vedremo più avanti l'importanza della larghezza di un tale canale.

(*continua*)

TRASMETTITORE MODULATO DI FREQUENZA

per microfono piezo-elettrico a doppia cellula

2521

Per. ind. rad. G. Termini
(del Labor. Radio Allocchio, Bacchini & C.)

PARTE II

Dall'esame dello schema elettrico (fig. 1), il trasmettitore risulta costituito dai seguenti stadi:

1. uno stadio preamplificatore di tensione BF;
2. uno stadio modulatore con una coppia simmetrica di tubi a reattanza;
3. uno stadio pilota;
4. tre stadi moltiplicatori di frequenza;
5. uno stadio finale di potenza.

Il dispositivo di verifica e di controllo è rappresentato da un milliamperometro e da un commutatore multiplo.

Premesso che verranno dettate in seguito le considerazioni relative alla scelta dei tubi, è necessario esaminare ora ordinatamente in dettaglio la costituzione e il comportamento dei singoli stadi. Avremo cioè da considerare anzitutto lo stadio preamplificatore di BF. Un pentodo tipo 6R (1) è stato adottato per l'amplificazione della tensione che si stabilisce agli estremi del circuito elettrico di utilizzazione delle correnti microfoniche. E' previsto il duplice caso che il microfono usato sia di tipo piezoelettrico, oppure di tipo elettromagnetico. Ciò modifica il circuito di utilizzazione delle correnti microfoniche, per il fatto che è da tener presente il diverso valore dell'impedenza di esso, in confronto al valore dell'impedenza di entrata del tubo. Per la commutazione dall'uno all'altro sistema di accoppiamento fra il circuito microfonico e il circuito di entrata del tubo, serve un ponticello di corto circuito (P).

Nel caso che il microfono è di tipo piezoelettrico, il circuito di entrata del tubo risulta collegato al cursore del potenziometro R9, il cui centro elettrico è unito ad un estremo della resistenza R8; l'altro estremo di questa resistenza è collegato a massa tramite il condensatore C1. L'attacco per il microfono piezoelettrico è rappresentato dai morsetti A e B. Il potenziometro R9, permette di stabilire l'esatto valore della tensione alternativa di comando del tubo in relazione alla resa del microfono. La resistenza R8 e il condensatore C1 costituiscono un sistema eguagliatore con il quale la tensione alternativa che si stabilisce ai capi della resistenza R9 risulta sensibilmente indipendente dalla frequenza acustica di modulazione.

Nel caso che il microfono è di tipo elettromagnetico, il ponticello P di corto circuito viene innestato nei morsetti 1 e 3, mentre il microfono è collegato ai morsetti C e D. Quando il microfono è immerso in un campo sonoro si stabilisce agli estremi del secondario del trasformatore microfonico una corrispondente tensione indotta che rappresenta la grandezza elettrica di comando del tubo. E' importante osservare che se le caratteristiche elettriche del trasformatore introducono una non trascurabile deformazione della curva di resa, è necessario ricorrere ai circuiti eguagliatori, in modo che la tensione di comando del tubo risulti indipendente, quanto più possibile, alla frequenza, dell'intero spettro acustico di modulazione.

L'amplificazione lineare di tensione richiesta, è ottenuta facendo funzionare il tubo T1 in classe A. Per la polarizzazione di griglia, serve il gruppo catodico R7, C2. La griglia schermo del tubo riceve la necessaria tensione di alimentazione tramite un sistema potenziometrico, rappresentato dalle due resistenze R10 (lato massa) e R11 (lato + AT). E' noto che con tale disposizione, il valore della tensione di griglia schermo è indipendente, entro certi limiti, dalle variazioni delle tensioni di alimentazione. Il condensatore C3 rappresenta la necessaria cellula di disaccoppiamento. Per il funzionamento in regime di amplificazione, si stabilisce ai capi della resistenza di carico R12, una tensione alternativa, che è applicata, tramite il condensatore C4 alla griglia di comando dello stadio successivo.

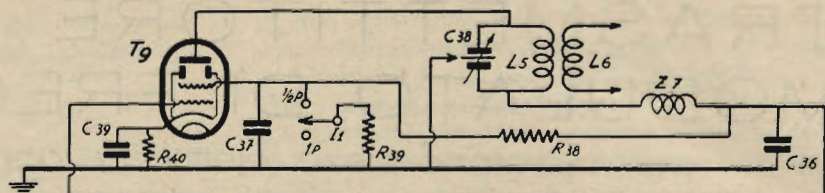
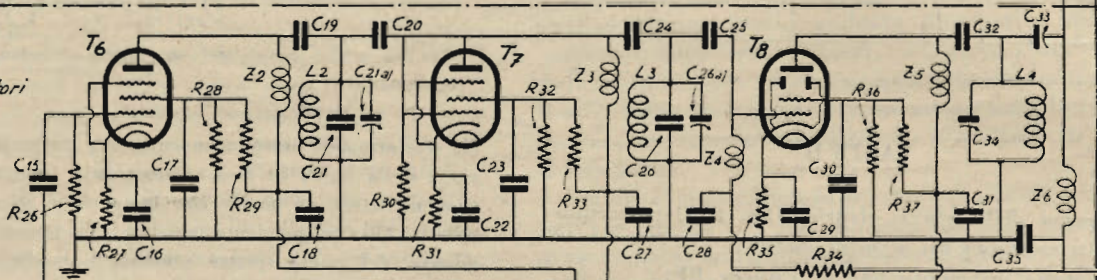
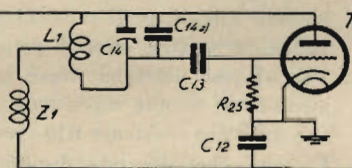
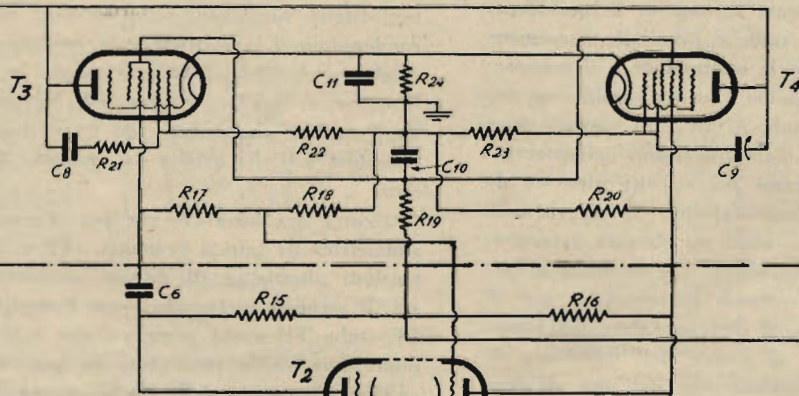
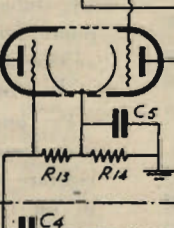
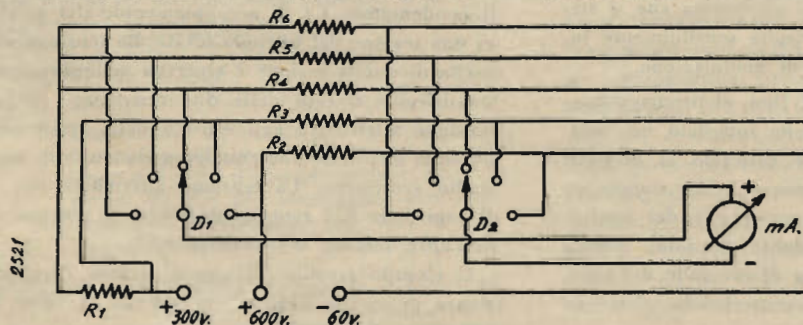
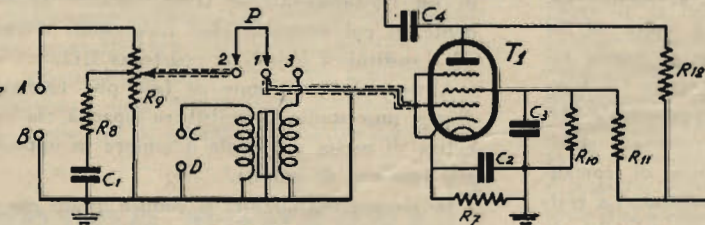
Occorre ora osservare che per il comando della coppia simmetrica di tubi a reattanza (T3 e T4), occorrono due tensioni alternative di uguale ampiezza e di fase opposta. Il secondo stadio, che segue l'amplificatore di tensione BF (tubo T1) e che precede i due tubi a reattanza, è appunto uno stadio invertitore di fase, all'uscita del quale (e cioè agli estremi delle due resistenze di carico R15 e R16) si ottengono due tensioni alternative in opposizione di fase.

Per ottenere l'inversione di fase, si può ricorrere a due procedimenti diversi. Il sistema più semplice consiste nel ricavare le due tensioni dal secondario, con presa al centro, di un trasformatore di accoppiamento allo stadio precedente, il cui primario cioè rappresenti il carico del tubo T1 e sostituisca quindi la resistenza R12.

Altrimenti l'inversione di fase può essere ottenuta mediante uno stadio a resistenza-capacità, la tensione alternativa di uscita del quale è sempre in opposizione di fase alla tensione di entrata.

Dall'esame del circuito si deduce infatti che la tensione ai capi del carico del primo stadio (T1) è applicata tramite il condensatore C4 di accoppiamento, alla griglia controllo di una sezione del bitriodo 6N7G. La tensione alternativa di uscita di questa sezione è ripartita nelle due tensioni che si stabiliscono ai capi delle due resistenze R17 e R18. La tensione alternativa agli estremi della resistenza R17, rappresenta una delle due grandezze elettriche di comando dello stadio successivo. La tensione alternativa che si stabilisce ai capi della R18 rappresenta invece la tensione di comando dell'altra sezione del bitriodo 6N7.

Il circuito anodico di questa sezione comprende la resistenza di carico R16, ai cui estremi si viene ad avere la

Amplificatore finale
di potenza
T9 = 6TP
Stadi moltiplicatori
di frequenza
T6, T7 = 6R
T8 = 6V6 G
Generatore pilota
T5 = 6J5
Stadio modulatore
(coppia simmetrica
di tubi a reattanza)
T3, T4 = EK2
Stadio invertitore
di fase
T2 = 6N7G
Stadio
preamplificatore
di B.F.
T1 = 6R
+300v.
+600v.
-60v.
mA.
2521

seconda grandezza elettrica di comando dello stadio successivo. In conclusione dai circuiti di uscita del bitriodo 6N7 (resistenze di carico R15 e R16 si ottengono due tensioni alternative che, tramite i condensatori C6 e C7, rappresentano le due grandezze elettriche uscita dello stadio; inoltre dal circuito di carico della prima sezione del tubo è anche prelevata la tensione alternativa di comando della seconda sezione del tubo. Con uno stadio invertitore di fase del tipo con circuito di carico a resistenza-capacità, si hanno indiscutibili vantaggi circa la linearità di resa della tensione di uscita in relazione alla frequenza. Quando cioè il campo delle frequenze acustiche è notevolmente ampio, non è facile disporre di un trasformatore con caratteristiche elettriche tali da non introdurre sensibili deformazioni nella curva di resa, perchè esse sono prodotte dalle inevitabili reattanza induttive e capacitive dei due avvolgimenti e anche da fenomeni prodotti dalla permeabilità del nucleo.

In conclusione lo stadio invertitore di fase a resistenza-capacità annulla pressochè interamente le deformazioni di resa ed è senz'altro da preferirsi tutte le volte che il problema della linearità costituisce il fattore dominante di funzionamento. Nel caso invece che la frequenza di modulazione sia compresa entro uno spettro più ristretto, quale ad esempio quello relativo alla parola, è preferibile ricorrere al trasformatore di accoppiamento con secondario provvisto di presa al centro. Con ciò il numero dei tubi risulta diminuto di uno, con conseguente diminuizione dell'ingombro e del consumo richiesto per l'alimentazione.

Allo stadio invertitore di fase segue una coppia simmetrica di tubi a reattanza (T3 e T4). Lo stadio utilizza due tubi tipo EK2. Il comportamento dei tubi a reattanza è facilmente comprensibile esaminando i circuiti anodici e di griglia controllo. Ricordando cioè quello che si è detto nel numero precedente, è facile osservare che il circuito anodico del tubo T3, equivale sostanzialmente a un'induttanza di valore $\frac{RC}{s}$, mentre il circuito anodico del tubo T2 è equivalente a una capacità $Ceq = CRs$. I due circuiti anodici sono collegati in derivazione al circuito oscillatorio del generatore pilota (tubo T5). In confronto al circuito oscillatorio, il comportamento dei due tubi assume un carattere unico, perchè le tensioni di comando applicate ai circuiti di entrata, sono fra loro in opposizione di fase.

Quando infatti la variazione di ampiezza della tensione applicata è tale da condurre ad un aumento della conduttanza mutua di uno dei due tubi, si ha contemporaneamente una diminuzione della conduttanza mutua dell'altro tubo. E' quindi quanto dire che si verifica, in un caso, una diminuzione dell'induttanza equivalente e, nell'altro caso, una diminuzione della capacità equivalente. Da ciò segue evidentemente un aumento della frequenza di funzionamento del generatore pilota.

Per quanto riguarda invece le variazioni di reattanza prodotte da variazioni delle tensioni di alimentazione, con questa disposizione si ha un'attitudine autoregolatrice. Si osserva infatti che le variazioni di conduttanza mutua dei due tubi sono proporzionali alle variazioni di tensione, nel senso che, in ogni caso, la diminuzione e l'aumento di pendenza avvengono contemporaneamente. Le azioni di comando dei due circuiti sulla frequenza del generatore pilota, si equivalgono cioè in valore assoluto, ma non in senso, per cui la frequenza di funzionamento non subisce alcuna variazione.

In conclusione si può dunque dire che le azioni d'instabilità prodotte dalle variazioni delle tensioni di alimentazione, risultano uguali e contrarie, per cui si elidono reciprocamente, quando il rapporto fra la reattanza del condensatore C9 e la resistenza R23 (tubo T4), assume il medesimo valore del rapporto che si stabilisce fra la resistenza R2 e la reattanza introdotta dalla capacità griglia-catodo del tubo.

Le variazioni di reattanza dei due tubi sono caratterizzate dal valore della deviazione o variazione di reattanza, e dalla velocità di tale variazione e cioè dal numero di variazioni che si verificano nell'unità di tempo. I circuiti anodici dei due tubi a reattanza sono collegati in derivazione al circuito oscillatorio del generatore pilota (tubo T5) per cui la frequenza di funzionamento non è soltanto determinata dal valore dell'induttanza L1 e dai valori delle capacità di accordo C14 e C14a), ma verrà ad essere modificata dal valore della reattanza che si ha in uscita alla coppia dei due tubi. Si ha cioè una deviazione o variazione della frequenza di funzionamento del generatore pilota, in conseguenza alle variazioni di reattanza e si manifesta inoltre una velocità di deviazione o frequenza di deviazione, che è in relazione alle variazioni di reattanza che si verificano nell'unità di tempo. E' da notare che le deviazioni di frequenza sono proporzionali, naturalmente, alle deviazioni di reattanza e quindi alle variazioni della conduttanza mutua dei tubi, le quali sono proporzionali all'ampiezza della tensione di modulazione. Si ha cioè una deviazione di frequenza proporzionale all'ampiezza della tensione BF, mentre la frequenza di modulazione determina la frequenza delle variazioni di reattanza e quindi la velocità di deviazione o frequenza di variazione della frequenza di funzionamento del generatore pilota.

Facili considerazioni analitiche portano a concludere che le variazioni della frequenza di funzionamento del generatore sono simmetriche alla frequenza del circuito oscillatorio, determinata dai valori degli elementi che lo costituiscono e cioè dall'induttanza L1 e dai condensatori C14 e C14a).

Sulla costituzione dello stadio pilota è da notare l'uso di un triodo 6J5G, funzionante in regime di autoeccitazione per via autotrasformatorica fra l'anodo e l'elettrodo di controllo (sistema Hartley). Il circuito è completato dall'impedenza di arresto Z1, collegata sulla linea di alimentazione, dal condensatore di disaccoppiamento C12 e dal gruppo di autopolarizzazione, C13 ed R25.

All'uscita dello stadio pilota si ha quindi una tensione alternativa, la cui frequenza subisce una deviazione simmetrica, in più e in meno, rispetto al valore della frequenza di funzionamento dello stadio pilota. Occorre ora passare a una serie di stadi moltiplicatori di frequenza, all'uscita dei quali si raggiunge, non soltanto il valore della frequenza di trasmissione, ma anche una corrispondente moltiplicazione della deviazione di frequenza. E' infatti da ricordare che la deviazione della frequenza di trasmissione deve essere compresa tra + e — 75 kHz, perchè in tal caso, in un ricevitore convenientemente progettato, la modulazione di frequenza è trasformata in modulazione di ampiezza con profondità pressochè uguale al 100 %. A tale duplice scopo servono gli stadi comprendenti i tubi T6, T7 e T8. I tubi T6 e T7 sono due pentodi del tipo 6R; il tubo T8 è invece un tetrodo a fascio 6V6G. Il funzionamento degli stadi moltiplicatori di frequenza è noto e non è necessario scendere in dettaglio. E' sufficiente ricordare che se si realizza il

circuito di carico con un circuito oscillatorio accordato su una frequenza uguale a un multiplo della frequenza di comando del tubo, si stabilisce ai capi di esso una tensione corrispondente al valore della frequenza di accordo. La tensione ottenuta agli estremi del circuito oscillatorio è tanto più notevole, quanto più numerose risultano le correnti a frequenza armonica che percorrono il circuito anodico.

Per ottenere una corrente anodica particolarmente ricca di armoniche è necessario applicare al tubo una notevole tensione di polarizzazione e disporre sul circuito di comando di una tensione alternativa di notevole ampiezza. Ciò porta a determinare il funzionamento nelle condizioni di massima previste per gli amplificatori di classe C. In particolare è da considerare che la tensione che si stabilisce ai capi del carico è tanto più notevole quanto più la frequenza di accordo è prossima alla frequenza fondamentale. All'atto pratico non si ha cioè alcun vantaggio ad accordare il circuito oscillatorio su una frequenza superiore alla quarta armonica della fondamentale. La tensione che altrimenti otterrebbe, avrebbe un'ampiezza necessariamente limitata e non sarebbe sufficiente per l'eccitazione del tubo successivo.

A tale ragione la moltiplicazione di frequenza è stata limitata alla duplicazione per ogni singolo stadio. Poichè quindi la frequenza di funzionamento del generatore pilota è stata stabilita a 5,5 MHz, occorrono tre stadi di duplicazione per raggiungere la frequenza di lavoro del trasmettitore che è di 44 MHz. Inoltre, e lo si dimostrerà col calcolo, i tre stadi duplicatori permettono di raggiungere la necessaria deviazione di frequenza (+ e — 75 kHz).

Circa le particolarità costitutive dei tre stadi, si osserva agevolmente che la tensione di polarizzazione dei due tubi 6R, è ottenuta con sistema automatico per caduta di tensione ai capi delle resistenze catodiche R27 ed R31 e ai capi delle resistenze R26 ed R30 che collegano l'elettrodo di controllo alla massa. Per quanto riguarda il terzo stadio duplicatore di frequenza, che utilizza un tetrodo tipo 6V6, è da osservare che si è verificato sperimentalmente la possibilità di ottenere all'uscita una tensione a frequenza multipla, e cioè di 44 MHz, di sufficiente ampiezza per l'eccitazione del tubo amplificatore di potenza. La tensione di polarizzazione del tubo è ricavata all'uscita dell'alimentatore. L'impedenza Z4 e il condensatore C28 hanno il compito rispettivo di bloccare e di convogliare a massa le componenti ad alta frequenza che si stabiliscono nel circuito di comando del tubo. La resistenza catodica R35 ha il compito di proteggere l'integrità del tubo nel caso che venisse a mancare la tensione negativa di polarizzazione. Si ottiene cioè in tal modo una tensione base di polarizzazione che elimina il pericolo conseguente a una forte corrente anodica, quale si verificherebbe nel caso che non pervenisse più sull'elettrodo di controllo la necessaria tensione di polarizzazione. Da notare infine la presenza di resistenze di ripartizione per le tensioni di griglia schermo (R28 ed R29) per il tubo T6; R32 ed R33 per il tubo T7; R36 ed R37 per il tubo T8) e le necessarie cellule capacitive di disaccoppiamento (C17, C23 e C30).

Da notare inoltre che il circuito di alimentazione degli anodi dei tubi T6, T7 e T8 è indipendente dai circuiti di carico dei singoli stadi.

Si è cioè adottata l'alimentazione anodica in parallelo.

I circuiti anodici dei tre stadi comprendono ordinatamente i condensatori C19, C24 e C32, attraverso i quali vengono convogliate le correnti ad alta frequenza e bloccate le correnti continue di alimentazione che percorrono i rami in cui sono inserite le impedenze di arresto Z2, Z3 e Z4.

All'uscita di queste impedenze i condensatori C18, C27 e C31 inviano a massa le correnti ad alta frequenza che si presentano eventualmente all'uscita delle relative impedenze di arresto. E' da osservare inoltre che per l'accoppiamento fra il circuito di carico di ogni stadio duplicatore e l'elettrodo di controllo dello stadio successivo, servono i condensatori fissi C19 e C25, rispettivamente fra i tubi T5, T6 e T7 e il condensatore variabile C33 fra il tetrodo a fascio 6V6G (T8) e lo stadio amplificatore di potenza (T9).

All'uscita dei tre stadi di duplicazione si ottiene la tensione di comando dello stadio amplificatore di potenza, per il quale è stato adoperato il tetrodo a fascio 6TP (2) della F.I.V.R.E. che è particolarmente indicato per il funzionamento in regime di amplificazione su frequenze ultraelevate. Da notare nello stadio amplificatore di potenza, l'interruttore I1, con il quale la resistenza R39 può essere inclusa o esclusa fra il circuito di griglia schermo del tubo e la massa.

L'impiego di questo accorgimento evita che la potenza dissipata sull'anodo del tubo raggiunga un valore pericoloso per l'integrità di esso; ciò si verifica quando l'energia ad alta frequenza non può essere trasferita dall'amplificatore all'aereo, perchè quest'ultimo non è accordato sulla frequenza di lavoro dell'amplificatore.

L'interruttore si riferisce quindi alla duplice posizione di ½ potenza e di 1 potenza, irradiata rispettivamente quando è inclusa questa resistenza fra la griglia schermo e la massa, e quando invece non lo è. Quando la resistenza è inclusa, la tensione di alimentazione dell'elettrodo risulta inferiore alla tensione applicata, per cui si ottiene una diminuzione nel valore dell'intensità di corrente anodica e si diminuisce in conseguenza, la potenza dissipata in calore sull'anodo del tubo. Oltre a ciò non vi è altro di particolare da osservare circa la costituzione dello stadio di potenza, mediante il quale si raggiunge la voluta potenza di trasmissione.

E' necessario invece soffermarci sul dispositivo di verifica e di controllo adottato. Premesso che sulla messa a punto del trasmettitore verrà trattato diffusamente in seguito, è da osservare che il dispositivo di verifica deve riferirsi all'accordo dei singoli stadi sulle rispettive frequenze di funzionamento. Ciò si ottiene molto semplicemente verificando la variabilità della corrente anodica di alimentazione dei tubi, in relazione alla frequenza di accordo del circuito di carico. Circa i criteri da seguire per la verifica e la messa a punto degli stadi amplificatori in generale e dello stadio di potenza in particolare, l'autore di questo studio scrisse diffusamente a suo tempo in una serie di note indirizzate agli operatori delle stazioni trasmittenti (« l'antenna », n. 17, 19, 21 e 23 del 1942).

Come è noto, in un amplificatore di classe C il valore della corrente anodica di alimentazione è in relazione all'impedenza del carico. Nel caso in cui il circuito di carico risulti costituito da un circuito oscillatorio, l'impedenza del carico raggiunge un valore elevato per la frequenza di accordo.

Si ha quindi una diminuzione della corrente anodica di alimentazione, la quale aumenta in seguito fino a rag-

giungere il valore massimo, quando avviene il trasferimento di energia allo stadio successivo, perchè in tal caso diminuisce il valore dell'impedenza del carico. Per la verifica delle correnti anodiche di alimentazione e quindi per il controllo della sintonia dei diversi stadi, è stato adoperato un milliamperometro, un commutatore multiplo e le resistenze R2, R3, R4, R5 ed R6 con le quali la portata dello strumento viene adattata al valore della corrente di ogni singolo circuito. Dall'esame dello schema elettrico si deduce facilmente che le resistenze di portata sono direttamente collegate ai diversi conduttori di alimentazione, mentre il morsetto negativo dello strumento viene di volta in volta commutato sul circuito relativo. Per la misura delle correnti anodiche è stato adoperato uno strumento elettromagnetico con 1 m.A. di portata (Allocchio, Bacchini & C., tipo G).

Per la commutazione delle resistenze di portata serve un commutatore multiplo a 5 vie e 2 posizioni, con il quale è possibile inserire lo strumento sulle due linee di alimentazione adoperate e cioè sul +600 Volt e sul +300 Volt.

A completamento di queste discussioni sullo schema elettrico è utile esaminare brevemente, il problema dell'alimentazione del trasmettitore. Premesso che sul progetto e la realizzazione di esso tratteremo a suo tempo, occorre tener presente che il trasmettitore richiede le seguenti tensioni:

1) un'alta tensione (+ AT) di 600 Volt per l'alimentazione anodica e di griglia schermo del tubo amplificatore di potenza (150 m.Amp.);

2) una media tensione (MT) di 300 Volt per l'alimentazione anodica e di griglia schermo di tutti gli altri tubi: 80 m.A.;

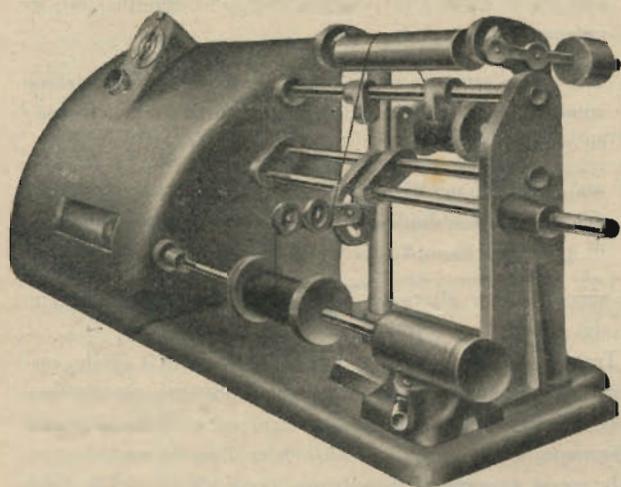
3) una tensione negativa di 60 Volt, per la polarizzazione del terzo stadio duplicatore (tubo T8) e dell'amplificatore di potenza (10 m.A.);

4) una tensione alternata di Volt 6,3 per l'alimentazione dei filamenti (7 Amp.).

Tratteremo meglio più avanti delle tensioni e delle correnti di alimentazione. Nel prossimo numero riporteremo i criteri di calcolo del trasmettitore, ed esamineremo ampliamente, tutti i problemi che riguardano la realizzazione e la messa a punto. L'esposizione verrà completata da fotografie e da schemi di montaggio, di modo che risulteranno chiaramente i criteri tecnici da seguire.

(*continua*)

Nel prossimo numero sarà pubblicato l'elenco delle parti occorrenti alla realizzazione.

Notiziario Industriale

LA NUOVA BOBINATRICE FLUIDOELETTRICA

SINCRONA L 1

S. A. LA MICROAUTOMATICA

VIA PERGOLESI, 18 - MILANO

Non è trascorso molto tempo dall'epoca in cui si pensava che laboratori ed officine che si occupavano di avvolgimenti potessero accontentarsi di piccole attrezzature di fortuna, spesso messe su alla meno peggio. Al giorno d'oggi questo punto di vista è superato ed è sensibilmente modificato, perchè è aumentata l'esigenza dei costruttori in rapporto alle nuove necessità ed alla mole del lavoro da compiere dai reparti che eseguiscono avvolgimenti.

Cambiato e superato il punto di vista si è dovuto pensare ad attrezzare convenientemente i lavoratori e le officine ed a tanto si è provveduto ricorrendo sino a poco tempo fa in misura notevole all'industria straniera, 'la quale produceva macchine bobinatrici perfette e complete più delle nostre.

Questa è storia recente. Però nel frattempo la nostra Industria ha saputo mettersi al passo; ha studiato, ha lavorato ed ha prodotto, e si può affermare che oggi la nostra produzione è in condizione di soddisfare a pressochè tutte le esigenze dei laboratori.

Segnaliamo ora una notizia che sarà certo bene accolta dagli interessati e che è inoltre un altro passo avanti verso l'affermazione autarchica, quindi verso l'indipendenza dalla produzione straniera.

La **Microautomatica S. A.** si accinge a presentare alla vendita un nuovissimo tipo di bobinatrice che si distacca veramente da tutto ciò che si è fatto sino ad oggi, bobinatrice che è destinata a rivoluzionare la tecnica costruttiva in tale campo.

La Bobinatrice è «fluidoelettrica». Si afferma che nulla di simile esista fra le macchine bobinatrici nel mondo intero. Nessun ingranaggio, nessuna frizione! Essa permette di eseguire bobinaggi con diametri che vanno da mm. 10 a 200 e con spessori variabili da mm. 4 a 220 con fili del diametro da 0,02 a 2 mm. Particolare importantissimo: con la stessa macchina si può fare il bobinaggio a nido d'ape.

La preparazione della macchina, rispetto al diametro del filo e numero delle spire è ottenuta a semplice comando di un volantino graduato senza dover ricorrere a cambio di parti o ingranaggi. E' veramente la più razionale semplicità aggiunta al massimo rendimento e precisione.

Nella concezione realizzatrice di questo nuovo tipo di macchina, brevettata in tutto il mondo, le caratteristiche tecniche sono state opportunamente studiate al fine di ottenere una vasta gamma di combinazioni fra la rotazione e lo spostamento del guidafilo, che è di altissima sensibilità.

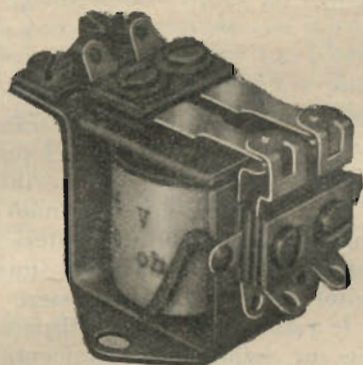
Si aggiunge anche un fattore importante, specie in impianti numerosi di macchine bobinatrici, quello della silenziosità quasi assoluta di questa macchina.

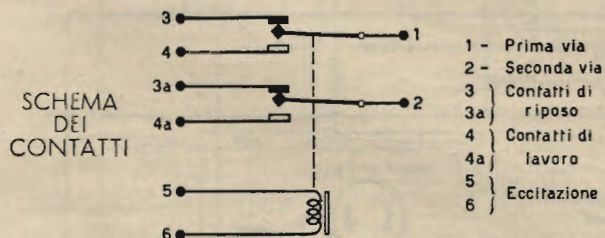
Sappiamo che la Microautomatica ha in programma la costruzione di tre tipi base di queste bobinatrici: il tipo piccolo, per piccoli laboratori, il tipo medio ed il tipo grande a doppio albero.

E' con grande soddisfazione che segnaliamo tale nuovo prodotto della Microautomatica S. A. che va a coronare il programma di lavoro di questo organismo, teso unicamente, in una preparazione intensa del domani, alla realizzazione sempre migliore di una Autarchia basata su elementi pratici e di indubbio valore.

**

MICRORELÈ N. 2301

Il microrelè N. 2301 è costituito da una unità elettromagnetica di piccole dimensioni con cui vengono azionati due contatti di scambio o di commutazione su due vie indipendenti (due vie, due posizioni).

Non vi è praticamente un limite nelle possibilità di applicazione di questo soccorritore. Esso può essere usato nei circuiti di accensione di ricevitori alimentari con batterie, dove sia necessario ridurre la caduta nei conduttori, quando, per necessità di installazione, i comandi siano collocati ad una certa distanza dal ricevitore; mentre troverà largo impiego in qualsiasi genere di impianto dove sia richiesto un comando a distanza di sicuro funzionamento.

Nonostante il basso consumo di energia, da parte dell'elettrocalamita, la capacità di rottura è elevata date le ridotte dimensioni ed il basso consumo del relè, mentre la resistenza dei contatti è minima, grazie alla grande conducibilità del materiale con cui vengono costruiti i contatti e la pressione relativamente forte da questi esercitata nelle due posizioni di riposo e di azione.

La normale potenza dissipata nell'avvolgimento eccitatore è di 0,5 Watt, potenza che può essere ridotta fino a 0,2 Watt, quando il relè viene adibito alla chiusura e all'apertura di circuiti in cui scorrano correnti limitate. Solo nel caso in cui si renda necessaria una chiusura più energica ed una maggiore pressione sui contatti di riposo, si potrà aumentare la tensione della molla, regolando opportunamente la vite di regolazione. e portando fino ad 1 Watt la potenza dissipata nell'avvolgimento dell'elettrocalamita.

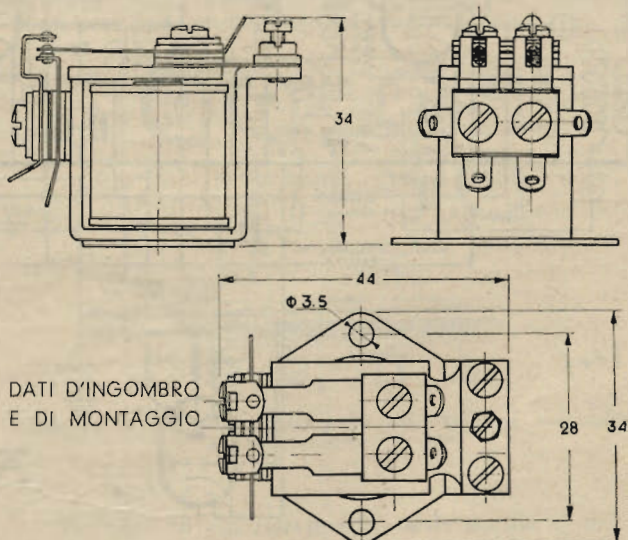
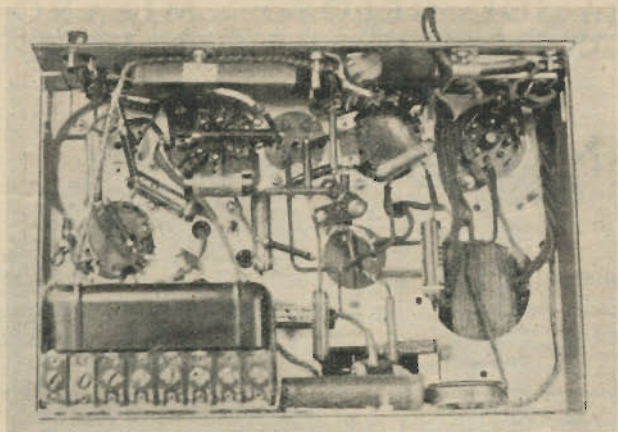
Il sicuro funzionamento dei relè è garantito dalla taratura eseguita in fabbrica, taratura che viene effettuata dissipando nell'eccitazione 0,35 ÷ 0,5 Watt e regolando la pressione dei contatti a non meno di 20 grammi per contatto.

Tutti i contatti sono in argento, adatti a sopportare una potenza di rottura di 30 V./A. La corrente massima ammissibile attraverso i contatti è di 5 Ampère, mentre la tensione massima è di 150 Volt. In altri termini, se la corrente fatta scorrere attraverso i contatti è di 5 Ampère, la tensione non deve essere superiore a 6 Volt; oppure, se la tensione è di 150 Volt, la corrente non deve superare 0,2 Ampère.

Il microrelè N. 2301 viene normalmente fornito nelle caratteristiche di tensione e resistenza dell'avvolgimento eccitatore indicate nella seguente tabella:

MICRORELE' PER ECCITAZIONE NORMALE DI 0,5 WATT.

Numero di catalogo	Tensione di eccitazione	Resistenza eccitazione
2301/2	2 Volt	8 Ohm
2301/4	4 »	35 »
2301/6	6 »	80 »
2301/8	8 »	140 »
2301/12	12 »	300 »
2301/16	16 »	500 »
2301/24	24 »	1200 »

Oltre ai tipi elencati nella tabella, i microrelè possono essere costruiti con speciali caratteristiche a richiesta, purchè l'ordine contempli un dato quantitativo.

SUPER A 4 VALVOLE

più occhio magico

2518

E. Mattei

Il perfezionamento dei piccoli apparecchi ha sempre allettato il dilettante che ha fatto in ogni tempo lieta accoglienza ai ricevitori semplici e piccoli. La qualità di un ricevitore semplice e piccolo dipende sovratutto dalle valvole che si hanno a disposizione; è evidente anche alla mente del meno esperto in radiotecnica che, ammesso un limite minimo nelle caratteristiche generali di un ricevitore, esso potrà essere tanto più semplice e piccolo, quanto più complesse saranno le valvole in esso impiegate.

L'apparecchio che ora descriviamo vuol essere una realizzazione dedicata sovratutto all'impiego della nuova valvola convertitrice ECH4. Si tratta di un recente tipo della nota « serie rossa » europea. La ECH4 comprende in un solo bulbo due distinte valvole: un eptodo amplificatore a caratteristica esponenziale ed un triodo. Mentre ci proponiamo di esporre col massimo dettaglio possibile prossimamente le caratteristiche di questa nuova valvola, ora ne daremo un cenno che permetterà al lettore la comprensione dello schema e del funzionamento del ricevitore. La ECH4 può essere usata nei modi e con le caratteristiche più disparate: infatti essendo le sue sezioni completamente indipendenti l'una dall'altra, l'eptodo può essere usato come amplificatore di A.F. o di M.F. oppure come mescolatore per la conversione di frequenza, mentre il triodo può essere impiegato come amplificatore di B.F., come rivelatore, come oscillatore per la conversione di frequenza. Nel caso particolare del nostro apparecchio in cui vengono impiegate

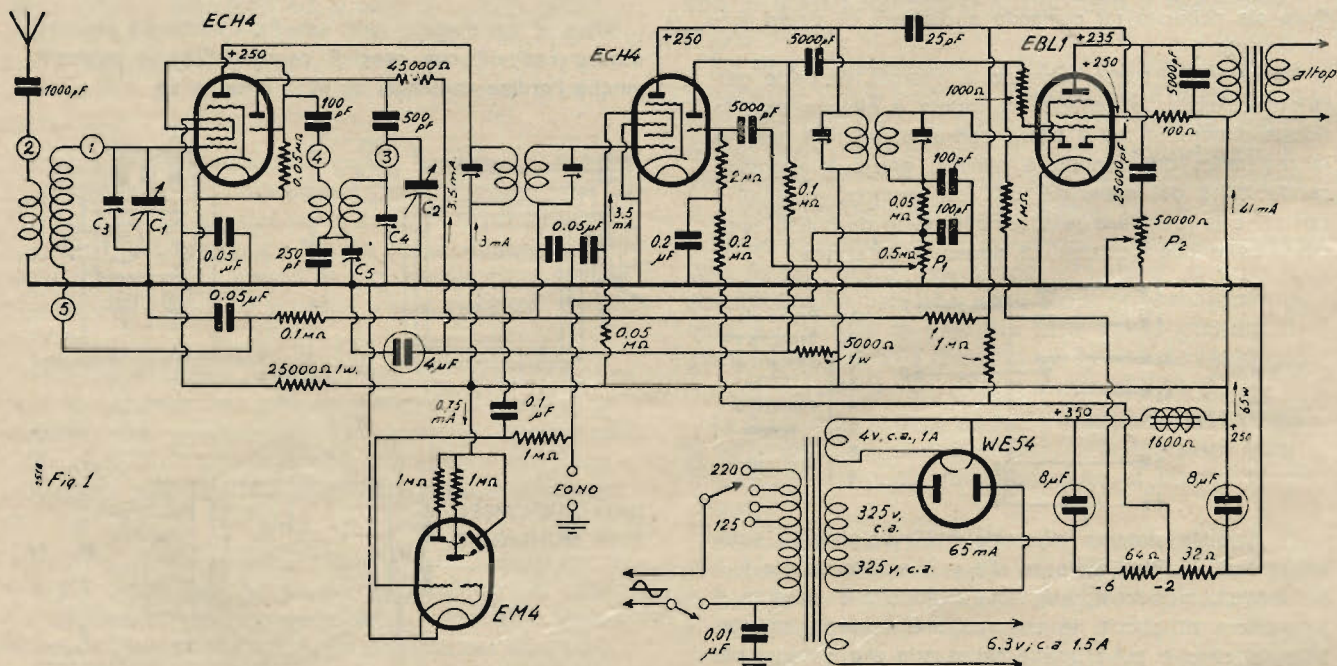



Fig. 1 - *Schema elettrico del ricevitore.*

P_1 è il regolatore di volume; P_2 è il regolatore di tono sull'albero del quale è collegato l'interruttore. Tanto P_1 quanto P_2 sono potenziometri a grafite con variazione logaritmica della resistenza. C_1, C_2 sono le due sezioni del condensatore variabile; la capacità di questi non è indicata. Usando il gruppo di bobine completo per varie gamme, come è indicato nel testo, bisognerà usare il condensatore variabile adatto e corrispondente alla scala parlante che il Costruttore consiglia per detto gruppo. Altrimenti basterà per le sole onde medie un doppio condensatore variabile di circa 420 pF di capacità massima, completato dai due compensatori C_3, C_4. Il condensatore semifisso C_5 è l'elemento variabile del padding. I 5 numeri segnati entro i cerchi si riferiscono ai collegamenti da effettuare col gruppo di AF indicato in fig. 2.

due ECH4, la prima è usata come convertitore di frequenza, svolgendo il triodo funzioni di oscillatore e l'eptodo funzioni di mescolatore; la seconda è invece usata come amplificatore di M.F. per la sezione eptodo e come amplificatore di B.F. per la sezione triodo.

La terza valvola del ricevitore è la nota EBL1, pure della serie rossa, composta da un doppio diodo che svolge funzioni di rivelatore della B.F. e per il CAV e da un pentodo finale di potenza. La rettificatrice è una comune biplacca a vuoto WE 57.

Abbiamo previsto l'impiego dell'occhio magico facoltativo in quanto il funzionamento dell'apparecchio non è affatto legato all'indicatore di sintonia, che può essere montato, se si vuole, nel modo che indicheremo in seguito. L'occhio magico che consigliamo è il tipo EM 4 a doppio indice; dei due dispositivi di indicazione della sintonia uno ha maggiore sensibilità dell'altro e permette di rivelare la sintonizzazione di stazioni molto deboli, mentre il secondo serve per le stazioni forti che portano, evidentemente, il primo in saturazione.

Lo schema elettrico.

In figura 1 è tracciato lo schema elettrico del ricevitore. Dopo quanto abbiamo detto circa il modo di impiegare le EHC 4 non crediamo occorrano ulteriori spiegazioni per la sua interpretazione. Diremo invece qualche parola su alcune altre particolarità che lo schema presenta e che figurano anche esse come notevoli perfezionamenti dei circuiti classici di ricevitori del genere.

Mentre per la ECH 4 convertitrice la polarizzazione negativa della griglia controllo dell'eptodo è ottenuta con una resistenza catodica di 150 Ω secondo il sistema classico, per la seconda ECH 4 la tensione di polarizzazione delle griglie controllo viene ottenuta per caduta su resistenze poste nel negativo di alimentazione anodica. Nello stesso modo abbiamo ottenuto la polarizzazione della griglia controllo della valvola finale EBL 1.

Il controllo automatico di volume ha una tensione di ritardo di circa 2 Volt ed è ricavato da uno dei due diodi della EBL 1.

La tensione di controllo per l'occhio magico è invece prelevata dal diodo rivelatore della B.F. Con ciò abbiamo ottenuto la massima sensibilità dell'indicatore di sintonia, particolarmente nella sintonizzazione delle onde corte.

Il circuito di sintonia dell'oscillatore è stato collegato all'anodo del triodo anzichè alla griglia, come si usa fare normalmente. Con ciò si ottiene una maggiore stabilità di frequenza dell'oscillatore stesso che porta con sè evidenti vantaggi nella ricezione delle onde corte.

Data la elevata sensibilità di potenza del pentodo finale EBL 1 abbiamo riscontrato una eccessiva amplificazione di BF. E' stata ridotta con l'uso di un semplicissimo circuito di reazione negativa, costituito da una resistenza di 2 M ohm collegata tra l'anodo della EBL 1 e l'anodo del triodo amplificatore della seconda ECH 4. Con ciò, oltre a ridurre l'eccessiva amplificazione di BF, si è migliorata la fedeltà di riproduzione.

Lo schema elettrico di figura 1 considera una sola gamma di ricezione, quella delle onde medie.

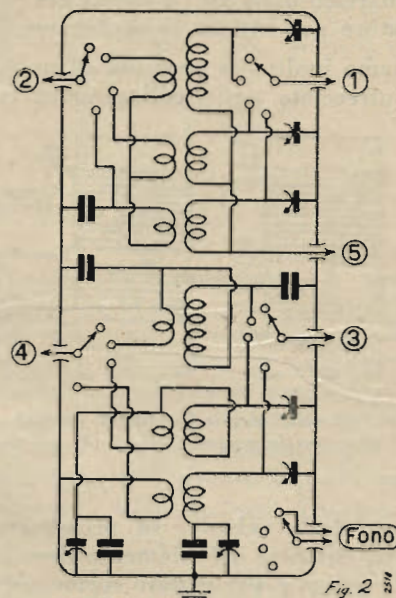



Fig. 2 - *Gruppo di AF per tre gamme d'onda (vedi testo).*

In tal caso le bobine di induttanza necessarie possono essere autocostruite con i dati che figurano nella figura 3 o con altri che il lettore avrà certamente a disposizione. Volendo invece costruire un ricevitore a più gamme si può ricorrere ad uno dei gruppi di AF ancora reperibili sul mercato (1). I numeri segnati entro i piccoli cerchi si riferiscono appunto ai collegamenti da effettuare con questi gruppi: la figura 4 riproduce lo schema di uno di essi per onde corte, medie, lunghe e fono.

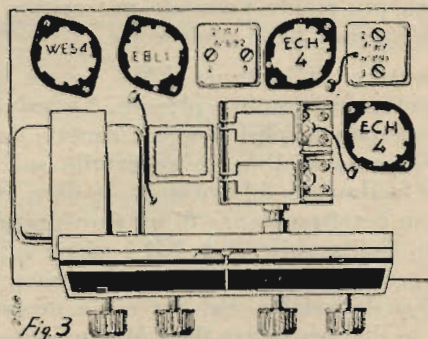



Fig. 3 - *Disposizione delle parti sul telaio ed indicazione dei compensatori di MF.*

Nel caso in cui per le sole onde medie si usino bobine autocostruite, si dovrà ricorrere ad un condensatore variabile avente anche i compensatori, oppure aggiungerne della capacità indicata nello schema di fig. 1.

(1) Geloso: 1902, 1903, 1911, 1912, 1911-A, 1912-A.

Costruzione e messa a punto.

Per la costruzione dell'apparecchio non esistono precauzioni speciali da seguire. Avvertiamo solo che è necessario schermare i collegamenti del circuito di ingresso della BF, e quelli del circuito del fonorivelatore per evitare la captazione di ronzìo.

Ricordiamo inoltre la necessità di usare un doppio filo intrecciato per i collegamenti relativi all'accensione delle valvole. In prossimità di ogni zoccolo uno dei capi del filamento deve essere collegato alla massa e per evitare cortocircuiti è bene che i due fili suddetti siano diversamente colorati ed il collegamento di massa venga fatto in ogni valvola sul capo del filamento cui giunge il filo dello stesso colore.

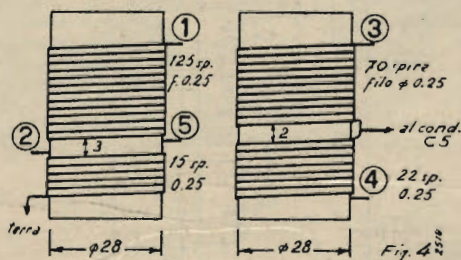



Fig. 4 - *Dati costruttivi per le bobine di antenna e dell'oscillatore per la gamma delle onde medie.*

Per facilitare il compito del costruttore indichiamo l'impiego di un telaio, che si può trovare pronto e forato sul mercato (2).

Una cura particolare deve essere posta nella sistemazione dei collegamenti di AF e di MF, rammentando che i circuiti di placca e di griglia delle due ECH 4 debbono essere molto brevi. Quelli dell'oscillatore debbono essere eseguiti con filo nudo — se necessario da isolare con tubetto sterlingato — quanto più rigido possibile per evitare instabilità di frequenza nelle onde corte.

L'indicatore di sintonia EM 4, come abbiamo detto, può essere usato a piacere. La valvola deve essere sostenuta in posizione orizzontale da un apposito supporto facilmente reperibile sul mercato o anche facilmente fabbricabile, e deve essere sistemata in corrispondenza di un foro praticato nella fronte del mobile. La EM 4 viene alimentata con un cordone a 4 fili dei quali uno schermato che collega la griglia. Per far ciò è necessario sistemare le due resistenze da 1 M ohm sullo zoccolo della valvola stessa.

Per la messa a punto è indispensabile l'uso di uno strumento che legga resistenze, correnti e tensioni: quest'ultime con consumo minimo di 1000 ohm/Volta.

Nello schema elettrico sono indicate le tensioni che è indispensabile misurare e verificare per ottenere garanzia di buon funzionamento. Dopo aver controllato l'esattezza della tensione di alimentazione fornita dalla rete di illuminazione si colleghi ad essa il ricevitore con valvole inserite e si faccia il controllo delle tensioni nei punti indicati nello schema elettrico.

La taratura della MF deve essere eseguita possibilmente con un generatore di segnali modulato, applicando dapprima il segnale di 465 kHz alla griglia-eptodo della 2ª ECH 4 e regolando per massima uscita i compensatori del secondo trasformatore di MF. L'uscita può essere rivelata con un misuratore (voltmetro a c. a. con rettificatore) collegato in parallelo alla bobina mobile dell'altoparlante se lo strumento è ad impedenza interna elevata — almeno 4000 ohm. — Poi si applicherà il segnale della stessa frequenza alla griglia-eptodo della prima ECH 4 e si regoleranno i compensatori del primo trasformatore di MF. Si deve evitare ogni sovraccarico durante la taratura mantenendo il segnale fornito dal generatore al livello più basso possibile.

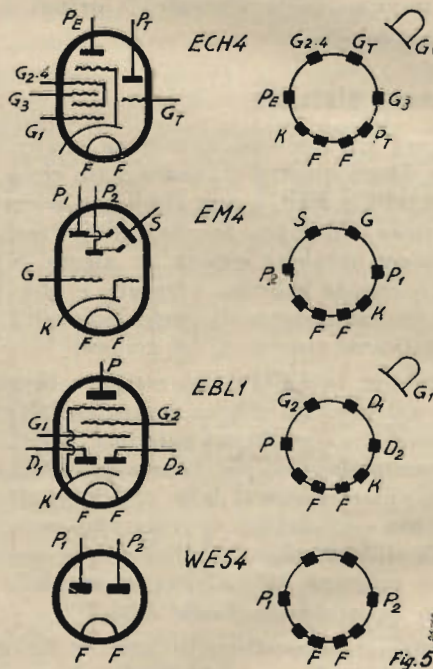



Fig. 5 - *Disposizione dei collegamenti agli zoccoli delle valvole del ricevitore* (gli zoccoli sono stati visti dal di sotto).

Una importante verifica da eseguire è quella della corrente di griglia dell'oscillatore: si opera inserendo un milliamperometro c.c. da 1 m Amp. fondo scala in serie alla resistenza di fuga della griglia-triodo della prima ECH 4, e precisamente sull'estremo catodo di questa, collegando il positivo dello strumento al catodo. La corrente, che sarà variabile lungo la o le gamme di ricezione deve essere compresa tra 150 e 300 μ Amp. per avere la massima conversione dalla ECH 4.

(2) Telaio Geloso G48.

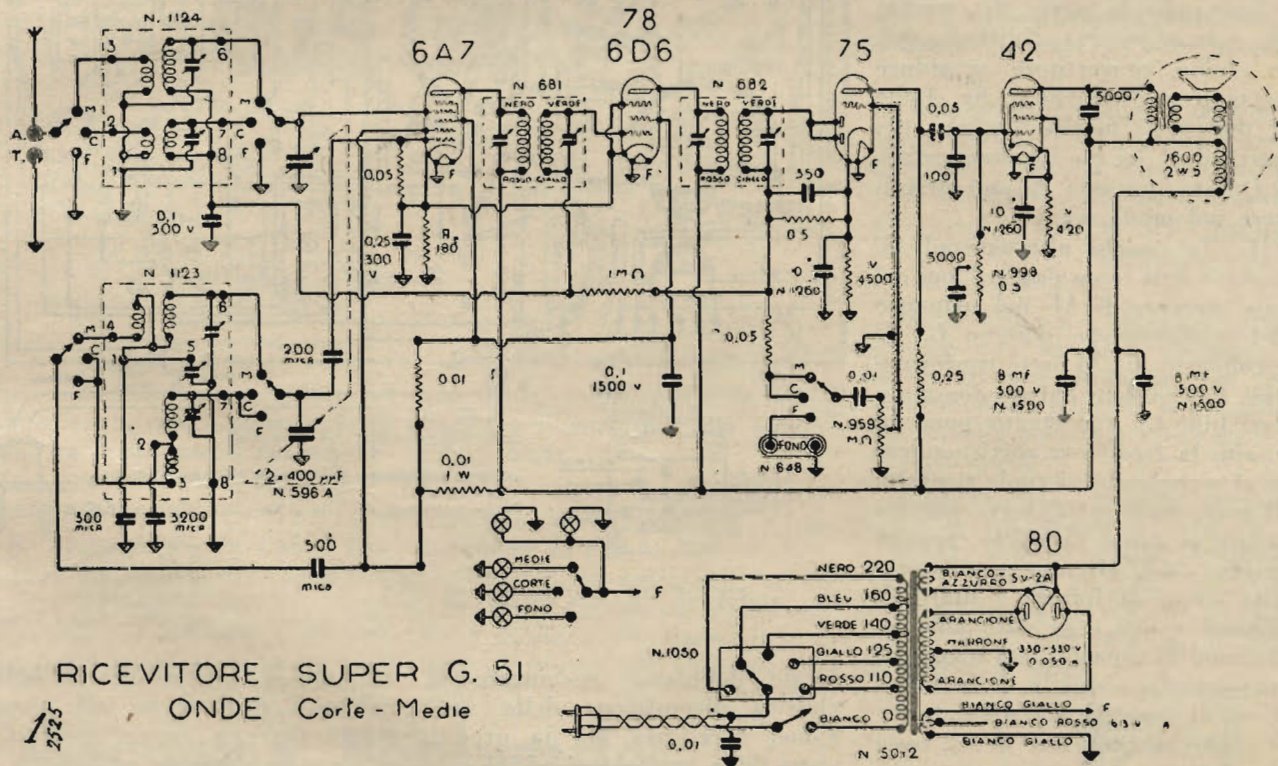
DALL'AEREO ALL'ALTOPARLANTE

Come funziona un radioricevitore

G. Coppa

Il ricevitore che ci proponiamo di prendere in esame è ben noto agli autocostruttori ed è a nostro avviso uno dei ricevitori commerciali che più si presta agli scopi didattici.

Questo ricevitore risale ancora al 1936, non è dunque dei più moderni, possiamo tuttavia affermare grande maggioranza degli apparecchi in commercio ed in uso.

Il numero di gamme d'onda, che nel presente apparecchio è di due, può essere in altri anche superiore ma ciò non ha importanza agli effetti della comprensione del funzionamento. Si è voluto mettere il lettore di fronte ad un ricevitore 6D6 funzionante da amplificatrice di frequenza intermedia, di una '75 i cui due diodi funzionano da rivelatori (2ª rivelazione) e sono utilizzati in pari tempo per fornire una tensione di C.A.V. alle valvole precedenti, e la cui sezione triodo funziona da amplificatrice di bassa frequenza e infine

(dal Bollett. Tecnico Geloso)

che grandi trasformazioni da allora non si sono avute e quindi la comprensione del suo funzionamento mette il lettore in condizione di poter comprendere il funzionamento di qualunque altro apparecchio consimile anche recente.

Questo tipo di apparecchio, supereterodina a 4+1 valvole, si può dire divenuto oggi il ricevitore per antonomasia, esso costituisce nelle sue varie realizzazioni la a due gamme e non ad una sola gamma per familiarizzarlo con la complessità derivante dall'impiego dei commutatori di gamma.

Il ricevitore il cui schema è visibile in fig. 1 si compone di una valvole convertitrice 6A7 funzionante contemporaneamente da rivelatrice-amplificatrice e da oscillatrice (in modo anologo a quello del circuito di fig. 1 della puntata precedente), di una valvola 78 o di una '42 funzionante da amplificatrice finale di potenza.

Completa il ricevitore il complesso di alimentazione costituito dalla valvole 80 raddrizzatrice a due placche per le due semionde, con il trasformatore di alimentazione relativo ed i due condensatori elettrolitici di filtro da 8 μF.-500 Volt. Notiamo per incidenza che l'impedenza di filtro è costituita dall'avvolgimento di eccita-

zione dell'altoparlante dinamico.

Da uno sguardo superficiale allo schema ci si può rendere subito conto che la parte più complessa è senza dubbio quella relativa allo stadio convertitore. La complessità deriva dall'impiego di una serie di bobine per ciascuna gamma e dalla presenza di quattro commutatori a tre contatti.

Non sgomentiamoci della complessità ed armiamoci di pazienza e di attenzione.

Lo schema ci presenta i quattro commutatori con la freccia del contatto mobile sulla posizione *M*. Questa posizione corrisponde a quella che consente la ricezione della gamma delle onde medie ed in tali condizioni la parte attiva del ricevitore è rappresentabile con uno schema notevolmente più semplice di quello di fig. 1. Eliminando la parte di circuito che rimane passiva, il circuito dello stadio convertitore si riduce pertanto allo schema di fig. 3 che si può assai meglio studiare nei particolari del suo funzionamento.

Questo pertanto si può descrivere nel modo seguente:

1. Le cariche alternate ad AF assunte dall'aereo danno luogo ad una corrente di AF nel primario del trasformatore d'aereo L_1. Il secondario, L_2, di detto trasformatore è accordato dal condensatore variabile C_1 e pertanto pone in risalto la frequenza corrispondente al segnale che si vuole ricevere. Il compensatore C_3 serve per regolare al giusto valore la capacità residua del circuito oscillatorio allo scopo di fornire i limiti di gamma voluti e di dare alla variazione di capacità una legge che corrisponda a quella della variazione di capacità dell'oscillatore.

L'estremo inferiore di L_2, ossia del detto secondario, non va direttamente alla massa, ma raggiunge questa attraverso ad una capacità C_9 di valore relativamente elevato (0,1 μF).

Lo scopo di questa particolarità è di permettere l'applicazione alla griglia della 6A7 di una tensione di polarizzazione variabile quale è quella proveniente dal C.A.V. Infatti, mentre la capacità isola praticamente agli effetti della componente continua il circuito di griglia dalla massa, essa si comporta come una semplice connessione per le componenti alternate di alta frequenza, cosicchè rispetto a queste L_2 può considerarsi collegato a massa.

La tensione proveniente dal circuito oscillatorio di ingresso viene applicata alla griglia pilota G_4 della valvola 6A7 e pertanto ne « pilota » il flusso elettronico, ossia gli imprime delle variazioni di intensità ad alta frequenza.

2. Nel circuito dell'oscillatore locale dobbiamo riscontrare la classica disposizione della reazione, necessaria per la produzione delle oscillazioni ad AF.

Vediamo infatti che vi è un circuito oscillatorio costituito dalla bobina L_4 e dal condensatore C_2 che, attraverso al condensatore C_8 di 200 pF, va alla griglia pilota della sezione oscillatrice della valvola (G_1).

Da questa interpretazione del circuito non deve distogliere la presenza del compensatore C_4 (che ha funzioni analoghe a C_3) nè la presenza dei due condensatori C_5 e C_6 verso massa il cui compito è di variare il valore della capacità massima del circuito oscillatorio allo scopo che la banda di frequenze coperta sia ampia quanto quella del circuito oscillatorio di ingresso.

La reazione si ottiene nel seguente modo:

Le oscillazioni di AF presenti sulla griglia-anodo della sezione oscillatrice (G_2), non potendo attraversare che in piccola parte le resistenze R_3 ed R_4 si riversa attraverso al condensatore C_7 nella bobina L_3 di reazione, indi, dopo averla percorsa, attraverso a C_5 e C_6 vanno a massa.

La bobina L_3 è ovviamente accoppiata alla bobina L_4 del circuito oscillatorio.

Il circuito di reazione è dunque completo e, essendo L_3 ed L_4 accoppiati oltre il « critico » della reazione, è in grado di produrre oscillazioni persistenti locali imprimendo variazioni di intensità a tale frequenza al flusso elettronico della valvola 6A7.

3. Il predetto flusso elettronico rimane così doppiamente pilo-

SUPERETERODINA G 51 -

(dal Bollett. Tecnico Geloso)

tato, una volta cioè nella sezione triodo della valvola ed una volta nella sezione tetrodo della medesima.

Essendo la valvola in grado di rivelare, per la particolare conformazione della curva anodica, nel circuito di placca della medesima troveremo oltre alla componente continua una componente alternata di frequenza variabile modulata in ampiezza ad una frequenza che

Fig 3

è pari alla differenza in valore assoluto fra le due frequenze date, ossia fra la frequenza del segnale ricevuto e quella dell'oscillazione localmente prodotta.

E' appunto questa nuova frequenza, che non è altro che la *frequenza di battimento* che viene utilizzata per azionare i circuiti di « media frequenza ». La sua ampiezza varia col ritmo e proporzionalmente con la modulazione del segnale in arrivo.

Lo scopo della resistenza R_1 è quello di fornire durante il funzionamento dell'oscillatore locale la tensione di polarizzazione alla griglia della sezione triodo (G_1).

Detta tensione si sarebbe potuta ottenere anche in altro modo, tuttavia in pratica questo metodo di polarizzazione si è dimostrato il più adatto perchè regola automaticamente l'ampiezza della oscillazione locale.

Completano il circuito del convertitore la resistenza ed il condensatore di catodo R_2 e C_{10} che servono rispettivamente per creare una caduta di tensione fra il catodo e massa e per convogliare a massa le componenti alternate presenti sul catodo che non defluirebbero in misura sufficiente attraverso alla resistenza R_2.

La tensione positiva che a cagione di R_2 si forma sul catodo serve a rendere negativa di un valore-base minimo la griglia G_4 rispetto al catodo stesso. Il valore della tensione negativa di detta griglia può però essere maggiore a quello ottenuto per tale via e ciò perchè vi si aggiunge il potenziale negativo fornito dal C.A.V.

Infine, la griglia schermo della valvola, costituita dall'insieme delle griglie G_3 e G_5, deve essere alimentata ad un potenziale positivo di poco inferiore a quello della griglia-anodo G_2. Per fare ciò, non si è fatto che collegarla alla stessa G_2 attraverso ad una resistenza di caduta R_3 (10.000 Ω) e disaccoppiarla agli effetti delle alte frequenze disponendo un grosso condensatore di fuga C_{11} verso massa (0,1 μF).

Nel circuito di fig. 1 si vede come la tensione per la griglia schermo della 2ª valvola si sia ottenuta semplicemente collegando questa alla griglia schermo della prima affidando il disaccoppiamento allo stesso condensatore.

Il circuito che abbiamo visto per le onde medie è sostanzialmente identico a quello che riscontreremmo ponendo il commutatore nella posizione relativa delle onde corte.

Soltanto ci troveremmo in presenza di valori diversi per le induttanze e troveremmo un altro valore per la capacità serie o « padding » che nel circuito ad *OM* di fig. 3 è di 300 pF e che in *OC* diviene di 3200 pF.

Nella posizione fono (F) infine avremmo l'antenna esclusa dal circuito e collegata direttamente alla massa, idem per la griglia G_4.

Troveremmo sempre inserito invece l'oscillatore locale in onde corte e ciò, non perchè sia necessaria una oscillazione locale qualsiasi, ma perchè fino a che questa è presente vi è la giusta polarizzazione di G_1 che, in assenza di oscillazione, andrebbe a finire a zero facendo aumentare fortemente l'intensità della corrente anodica.

* * *

Ora che ci siamo resi perfettamente conto del funzionamento del convertitore nonostante le numerose commutazioni, diamo uno sguardo generale alle altre parti del ricevitore.

Il segnale di MF presente al secondario del trasformatore (num. 681) viene applicato fra griglia della valvola successiva (6D6 o 78) e massa, attraverso il condensatore di fuga C_9 di 0,1 µF. Alla detta griglia giunge però anche, come per la griglia G_1 della 6A7, anche la tensione di polarizzazione fornita dal C.A.V. (I due ritorni di griglia risp. della 6A7 e della 6D6, sono prelevate direttamente

Anche la tensione di catodo, come quella di griglia scherno della 6D6 sono prelevate direttamente dagli elettrodi analoghi della valvola precedente ossia dalla 6A7.

Il segnale di MF amplificato, all'uscita della 6D6 (ossia nel circuito di placca) viene fatto passare attraverso ad un secondo trasformatore di MF accordato (N. 682) avente caratteristiche non molto dissimili dal primo.

Il segnale che si ricava ai capi del secondario del 2° trasformatore di MF alimenta il circuito rivelatore. Questo è costituito dal diodo della valvola 75 (o meglio dai due diodi in parallelo), dal suddetto secondario e dalla resistenza di carico di 0,5 MΩ.

Ad ogni semiperiodo del segnale di MF che viene rettificato dal diodo, nel circuito scorre una corrente che tende a rendere positivo il catodo rispetto al punto di ritorno del secondario. Essendo il catodo a potenziale fisso rispetto alla massa, ne consegue che la detta corrente ha per effetto di rendere negativo il punto di ritorno del secondario rispetto alla massa.

E' precisamente da tale punto che si preleva la corrente di BF rivelata e la tensione negativa per il C.A.V.

Lo scopo del condensatore fisso di 350 pF che si trova in parallelo alla resistenza da 0,5 MΩ è di fugare le componenti alternate di alta frequenza e che sono notevoli agli estremi della resistenza da 0,5 MΩ.

Notiamo che il valore della predetta capacità non potrebbe essere aumentato oltre un certo livello, perchè altrimenti anche le componenti di BF della modulazione comincerebbero a passare in misura sensibile, specialmente quelle a frequenza più alta che corrispondono alle note più acute.

Nel predetto punto del ritorno del secondario troviamo due diramazioni, rispettivamente attraver-

so ad una resistenza da 1 MΩ ed a una resistenza da 0,05 MΩ.

La prima diramazione è quella che reca il potenziale negativo supplementare del C.A.V. alle griglie rispettive della 6D6 e della 6A7 (la corrente essendo praticamente nulla, non si forma alcuna caduta nella resistenza di 1 MΩ).

La seconda diramazione porta il segnale di BF alla griglia della sezione triodo della valvola 75 per la successiva amplificazione in BF.

La ragione per la quale questa derivazione si effettua attraverso alla resistenza di 0,05 MΩ è di impedire che le residue componenti di MF presenti sul ritorno del secondario del 2° trasformatore di MF vadano a raggiungere la griglia della 75. In realtà la resistenza dovrebbe far cadere in eguale misura tanto le componenti di BF che quelle di MF, ma nel nostro caso il comportamento è modificato dall'effetto della capacità griglia-catodo e di quella, non indifferente, del tratto di filo schermato che dal centro del potenziometro di 1 MΩ va alla griglia, per cui la resistenza da 0,05 insieme alle predette capacità viene a costituire un filtro che impedisce il passaggio delle componenti a frequenza alta.

Il condensatore da 0,01 μF che si trova fra il potenziometro e la resistenza di 0,05 MΩ serve a separare i due circuiti agli effetti delle componenti continue essendo necessaria per la valvola 75 una tensione di polarizzazione negativa costante per qualunque ampiezza del segnale e presente anche quando questo manca.

Quanto alla ragione delle commutazioni in questo punto del circuito è intuitiva: la griglia preleva il segnale dal circuito rivelatore quando il ricevitore si trova « in radio » ossia con i commutatori nella posizione Onde Medie o Onde Corte.

Quando viceversa esso deve funzionare come amplificatore fonografico, il segnale per la griglia viene prelevato ai capi del « diaframma elettromagnetico » o « rivelatore fonografico ».

Il segnale di BF, amplificato dalla 75 viene portato con un condensatore da 0,05 μF dalla placca di questa alla griglia della valvola finale 42. La griglia di questa valvola è tenuta a potenziale di massa dalla resistenza da 0,5 MΩ che serve in pari tempo da regolatore di timbro e ciò mediante l'inserzione su parte variabile di essa del condensatore da 5000 pF che è disposto fra il cursore e la massa.

Il condensatore da 100 pF sulla griglia della 42 è facoltativo. Sulla placca della 42 troviamo infine il trasformatore di uscita al secondario del quale è connessa la bobina mobile dell'altoparlante dinamico. Il condensatore da 5000 che vi troviamo in parallelo ha lo scopo di rendere più uniforme il funzionamento del trasformatore alle varie frequenze costituenti la BF.

La griglia schermo della 42 è connessa direttamente al potenziale massimo positivo di alimentazione dell'apparecchio.

Il potenziale per polarizzare la griglia della valvola finale si ottiene per autopolarizzazione ossia rendendo positivo il catodo rispetto alla massa mediante la resistenza di 420 Ω. Questa ha in parallelo un condensatore elettrolitico da 10 μF avente lo scopo di cortocircuitare le componenti alternate della corrente catodica.

Finisce così il nostro studio sul circuito del ricevitore, esso va utilmente ripetuto sullo schema costruttivo di fig. 2.

Il lettore che ci ha seguiti sin qui, si è messo in condizione di giungere alla comprensione del funzionamento di un ricevitore supereterodina comune, dall'aereo all'altoparlante come appunto ci eravamo ripromessi.

●

PAGINE DI DIVULGAZIONE

R. Serra

Sull'alimentazione dei ricevitori dalle reti di distribuzione a corrente alternata

2516/3 Continuaz. e fine vedi N. 5 - 6.

Quando è stato trattato del circuito di livellamento a impedenza di entrata (« l'antenna », n. 5-6, pag. 91), è stato definito il *valore ottimo* e il *valore critico* dell'impedenza di livellamento, e sono state anche date alcune semplici espressioni per il calcolo di questi valori. Ora è importante osservare che in ogni caso le due formule conducono a due valori notevolmente diversi; si possono cioè creare incertezze e interpretazioni errate, che è necessario chiarire. Premesso che nelle applicazioni pratiche il valore critico risulta quasi sempre pressochè cinque volte superiore al valore ottimo, è da tener presente che i due valori d'impedenza ottenuti per via di calcolo con le formole date, rappresentano i valori minimi, al disotto dei quali non è possibile andare se non si vuole compromettere il regolare funzionamento dei circuiti di livellamento. In pratica cioè questi valori rappresentano un limite minimo di orientamento.

Adottando per l'induttanza dei valori superiori al valore ottimo, si migliora il comportamento del circuito di livellamento a scapito del fattore economico e cioè del costo del circuito di alimetnazione. Anche qui si deve cercare una soluzione di compromesso che tenga conto del costo e del rendimento del circuito di livellamento. La soluzione migliore è però ottenuta ricorrendo a impedenze variabili entro il valore critico e il valore ottimo, rispettivamente, in assenza del carico e in presenza del carico. I circuiti di livellamento di questo tipo, e cioè ad impedenza variabile, non sono però impiegati per l'alimentazione dei ricevitori, per cui non è opportuno scendere in dettaglio. Conosciuto il valore dell'impedenza di livellamento, si può determinare il valore della capacità basandosi su di un criterio pratico, e cioè che con un prodotto *LC* (*L* in Henry e *C* in μF.) uguale a 20, si ha una componente alternata all'uscita del fil-

tro del 5 %. Aumentando il valore della capacità di livellamento si ha una corrispondente diminuzione percentuale della componente alternata all'uscita del filtro. Dopo di aver calcolato il valore della impedenza e quello della capacità di livellamento, è necessario calcolare la frequenza di risonanza del circuito. A tale scopo è sufficiente applicare l'espressione:

$$fr = \frac{159}{\sqrt{LC}}$$

nella quale fr è il valore della frequenza di risonanza in Hertz, L il valore dell'induttanza espresso in μ H. e C il valore della capacità in μF. E' importante tener presente che la frequenza di risonanza del circuito di livellamento deve essere inferiore al valore della frequenza della rete di alimentazione. E' evidente che quando questo non si verificherà, occorrerà modificare il valore degli elementi adottati. Per una frequenza della rete di 42 Hz., la frequenza di risonanza potrà essere stabilita convenientemente intorno ai 30 Hz.

Un semplice circuito di livellamento a impedenza di entrata non è conveniente per l'alimentazione dei ricevitori. Per quanto sia per essi usatissimo il circuito di livellamento a condensatore di entrata, si ottengono dei risultati notevolmente migliori usando i circuiti riportati nelle figg. 1 e 2.

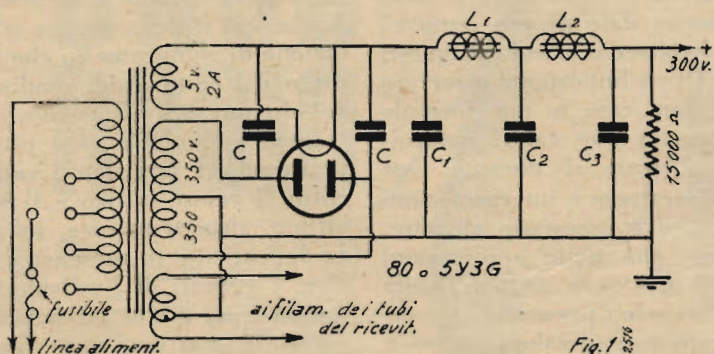
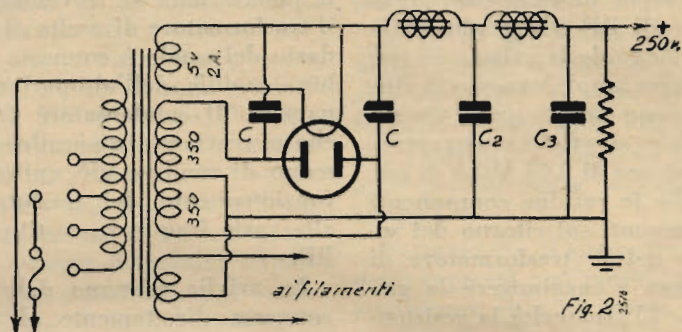



Fig. 1

Il valore percentuale della componente alternativa all'uscita del filtro è praticamente trascurabile usando per il circuito della fig. 1, due impedenze da 30 H. (L_1, L_2) e tre condensatori rispettivamente di 2,4 e 8 μF. (C_1, C_2, C_3). Per il fatto che all'entrata del circuito di livellamento è presente un condensatore, tale circuito è caratterizzato dal valore elevato della tensione ottenuta all'uscita del filtro, e anche da una non notevole regolazione di tensione. Ciò è quanto dire che il valore della tensione all'uscita è in relazione al valore del carico e cioè al valore dell'intensità totale di corrente

Fig. 2

che circola nel circuito di utilizzazione. Quando è sufficiente ottenere all'uscita del filtro un valore di tensione inferiore a quello così ottenuto, il circuito di livellamento riportato nella fig. 1, può essere utilmente trasformato nel circuito della fig. 2. Avendo così un'impedenza all'entrata del filtro, si ottiene una migliore regolazione di tensione. In questo caso i valori delle due impedenze rimangono i medesimi, e cioè 30 H. per L_1 e per L_2, mentre è necessario raddoppiare la capacità del primo condensatore del filtro per compensare la mancata azione di livellamento effettuata nel circuito della fig. 1 dal condensatore C_1. Si dovrà cioè adottare per C_2 un valore di 8 μF.

E' da notare che i due circuiti delle figg. 1 e 2 adoperano un trasformatore di linea, provvisto di secondario di 350 + 350 Volt per l'alimentazione degli anodi del tubo raddrizzatore. Adottando i valori indicati, si può alimentare un ricevitore del tipo ad alta fedeltà, e cioè provvisto di stadio preamplificatore di alta frequenza e di stadio finale in grado di erogare una potenza di uscita, non inferiore ad almeno 8 Watt.

E' assai importante ricordare che quando si vuole migliorare il funzionamento del ricevitore, dal punto di vista della stabilità, è necessario ricorrere al circuito della fig. 2, nel quale il valore della tensione ottenuta all'uscita del filtro non subisce una variazione notevole col variare del carico. E' noto infatti che il problema della stabilità di funzionamento è pressochè totalmente risolto, mantenendo costante quanto più possibile il valore delle tensioni anodiche e di griglia schermo dei tubi del ricevitore. Con più ragione si dovrà poi ricorrere al circuito della fig. 2, quando il ricevitore sarà provvisto di un tubo amplificatore di alta frequenza, alla griglia controllo del quale perverrà la tensione addizionale di polarizzazione per il controllo automatico della sensibilità.

Rimane ora da chiarire per quale ragione nei due circuiti delle figg. 1 e 2, sono stati collegati due condensatori fra gli anodi e il filamento del tubo raddrizzatore; ciò elimina il ronzìo accordato e cioè quel fenomeno che si manifesta in special modo sintonizzando il ricevitore sulle stazioni più potenti e che corrisponde a una nota a frequenza doppia della frequenza della rete di alimentazione e che è prodotto del ritorno dell'energia ad A.F. nei circuiti di alimentazione. Il valore della capacità dei due condensatori non è affatto critico; in linea generale si potrà scegliere un valore compreso fra 1000 e 3000 pF.

Per concludere queste brevi note sull'alimentazione dei ricevitori

dalle reti a corrente alternata, è utile esaminare i principi, assai semplici, sui quali si basano i dispositivi di ripartizione della tensione all'uscita del filtro.

In generale, in un ricevitore di tipo economico occorrono almeno tre tensioni, e cioè:

a) una tensione non inferiore a 250 Volt per l'alimentazione anodica dei tubi;

b) una tensione di circa 150 Volt per l'anodo (o la griglia anodica) del tubo convertitore di frequenza;

c) una tensione non superiore a 100 Volt per l'alimentazione di griglia schermo.

In un ricevitore del tipo ad alta fedeltà e notevole potenza di uscita (non inferiore a 6 Watt), sarà necessario ottenere dal filtro una tensione non inferiore a 300 Volt per l'alimentazione degli anodi dello stadio amplificatore di potenza.

La tensione ottenuta all'uscita dell'alimentatore, può essere convenientemente suddivisa mediante una serie di resistenze. Si realizza così un sistema di ripartizione della tensione, il cui calcolo è assai semplice, perchè è esclusivamente svolto in base alla legge di Ohm.

Supponiamo cioè di richiedere all'uscita dell'alimentatore le seguenti tensioni:

a) 300 Volt per gli anodi dello stadio amplificatore di potenza;

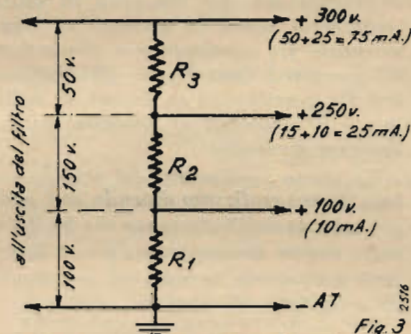
b) 250 Volt per gli anodi degli altri tubi del ricevitore;

c) 100 Volt per le griglie schermo.

Il circuito di ripartizione delle tensioni è evidentemente quello riportato nella fig. 3.

Per il calcolo del valore delle resistenze è necessario conoscere l'intensità della corrente che circola nei corrispondenti circuiti di utilizzazione. I valori di queste correnti (fissati qui arbitrariamente) sono riportati nella fig. 3, a lato del valore della tensione ottenuta.

Premesso che tutte le tensioni hanno per potenziale di riferimento il $-AT$, è facile dedurre che ai capi delle singole resistenze, R_1, R_2, R_3, dovranno stabilirsi le cadute di tensione riportate anch'esse nella fig. 3.

Fig. 3

Infatti se tra l'estremo superiore della R_2 e il $-AT$ dovrà ottenersi una tensione di 250 Volt, si dovrà avere ai capi di questa resistenza una tensione di 150 Volt; questa tensione sommata alla tensione di 100 Volt esistente ai capi della R_1, permetteranno di ottenere la tensione voluta di 250 Volt. Questo ragionamento vale anche per il valore della tensione ai capi della R_3.

Infine, in base ai valori delle correnti riportate nella fig. 3, il valore delle resistenze risulta calcolato col seguente procedimento:

$$R_1 = 100/10{,}10^{-3} = 10.000\ \Omega$$

$$R_2 = 150/25.10^{-3} = 6.000\ \Omega$$

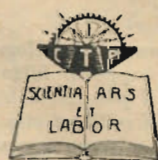
$$R_3 = 50/75.10^{-3} = 666\ \Omega.$$

La resistenza totale è quindi di 16.666 Ω.

In pratica per suddividere la tensione ottenuta dal filtro si può anche collegare una sola resistenza di valore corrispondente alla somma dei singoli valori calcolati (nel nostro caso occorre una resistenza di 16.666 Ω), e provvista di una serie di prese intermedie stabilite in posizioni adeguate sul corpo della resistenza. Inutile osservare che in pratica si otterranno le volute tensioni solo se l'intensità della corrente che circola nei diversi circuiti è effettivamente eguale all'intensità di corrente considerata per il calcolo delle relative resistenze.

Riguardo poi al calcolo della potenza dissipata da ciascuna resitenza, non vi è altro che da moltiplicare la caduta di tensione che si stabilisce ai capi della resistenza per il rispettivo valore della corrente che vi circola.

Con ciò possiamo ritenere concluse queste note informative sull'alimentazione dei ricevitori dalle reti a corrente alternata. Da esse possono desumersi facilmente altre soluzioni ai diversi problemi dell'alimentazione del ricevitore, quali ad esempio quella riguardante la necessità di ottenere una tensione negativa rispetto al potenziale di riferimento.

Ciò farà parte di un altro studio che verrà riportato a suo tempo su queste pagine.

Confidenze al radiofilo

Perdurando, per le attuali contingenze, l'assenza di un buon numero di collaboratori tecnici, dobbiamo limitare, fino a nuovo avviso, il servizio di consulenza a quella sola parte che si pubblica sulla rivista.
Sono quindi abolite le consulenze per lettera, e le richieste di schemi speciali.
Per le consulenze alle quali si risponde attraverso la rivista, sono in vigore da oggi le seguenti tariffe:

Abbonati all'Antenna L. 5
Non abbonati L. 10

Non si darà corso alle domande non accompagnate dal relativo importo

Gc. 4679 - Rag. Bottacchi - Ronco Scrivia

I "Vibratori„ per la trasformazione della corrente continua in alternata vengono costruiti dalla ditta I. R. I. - Industria Radiotecnica Italiana - Via Allenga, 12 - Roma.

Ds. 4680 - Rulli Augusto - Littoria

Potete richiedere il materiale che vi occorre per la realizzazione dell'oscillatore modulato e dell'analizzatore-provavalvole alla Ditta Vorax - Viale Piave 14 - Milano, nonchè alla Ditta Marcucci, Via Bronzetti 37 - Milano.

Le resistenze per l'ohmetro vanno bene da 1/2 watt. I derivatori (shunt) per le portate di 5 e 25 mA saranno costruiti con filo di costantana da 1 o 2 decimi di mm. mentre per quelle di 100 e 500 mA il diametro del filo dovrà avere almeno 4/10 di mm.

Le caratteristiche costruttive delle induttanze per A.F. vengono di solito stabilite in modo da ottenere un compromesso fra rendimento e dimensioni d'ingombro. Normalmente il diametro del filo corrisponde in decimi di millimetro ai centimetri di diametro dell'induttanza medesima.

Lo scarso rendimento del monovalvolare da voi realizzato dipende con ogni probabilità dall'induttanza che ha il primaio troppo disaccoppiato; è cioè necessario aumentarne le spire ed avvicinarle al secondario di sintonia.

Ds. 4681 - Rossi Ferdinando - Tortona

Con le valvole ed il materiale in vs. possesso potete realizzare un ricevitore a stadi accordati come da schema allegato.

Se disponete di una sola 24 A abolite lo stadio di amplificazione in A.F. intermedio; è però necessario in tal caso aggiungere la reazione nello stadio rivelatore per avere una sufficiente sensibilità.

Le induttanze di A.F. vanno costruite nel modo seguente:

Secondario: (uguale per le tre induttanze) 145 spire di filo di rame smaltato da 25/100 avvolte su tubo di cartone bachelizzato del diametro di 25 mm.

Primario d'aereo: 350 spire filo rame smaltato da 1/10 avvolte in 7 strati di 50 spire ognuno con interposizione fra l'uno e l'altro di un foglio sottile di cellofan; inizio dell'avvolgimento a 3 mm. dal lato terra del secondario.

Primario trasformatori intervalvolari: 50 spire filo rame smaltato da 1/10 avvolte sul secondario dal lato terra di questo con interposizione di uno strato di cellofan.

Reazione (eventuale) 40 spire filo rame smaltato da 0,25 mm con inizio a 3 mm. dal lato griglia del secondario.

Ds. 4682 - Minorini Carlo - Castellanza

Non comprendiamo proprio perchè il provavalvole da voi realizzato presenti un funzionamento così irregolare.

Il modello costruito e descritto per l'Antenna dal dott. De Stefani ha funzionato e funziona tuttora perfettamente e con soddisfazione dell'autore.

Il principio di funzionamento su cui è basato tale provavalvole è quello della misura dell'emissione catodica.

La corrente fornita dal secondario a 20 volt. e circolante attraverso la valvola ed il potenziometro produce una caduta di tensione ai capi di questo. Tale caduta di tensione viene misurata fra gli estremi o su un tratto del potenziometro a seconda della sua regolazione dall'istrumento di misura che funziona da voltmetro a 0,5 volt fondo scala. La graduazione su cui deve essere regolato il potenziometro viene stabilita sperimentalmente per ogni tipo di valvola.

Se il tubo in prova è efficente l'indice del milliamperometro deve superare il metà scala; mentre se è esaurito — il che si traduce in un aumento della sua resistenza interna — l'indicazione è minore.

Tale metodo di prova è analogo a quello cosidetto " a rapporto bilanciato ,, nel quale però il potenziometro è posto in derivazione al milli ed alla sua resistenza addizionale e serve a mantenere costante la caduta di tensione ai

capi dello stesso qualunque sia l'intensità della corrente circolante attraverso la valvola in prova.

Anche qui una diminuzione dell'efficenza della stessa si traduce in un aumento della sua resistenza interna e quindi in una diminuzione della corrente circolante con una corrispettiva minor caduta di tensione ai capi del milliamperometro con conseguente indicazione da parte dello stesso della effettiva minor efficenza del tubo in prova.

Ds. 4683 - Fasani Luigi - Roma

Per conoscere il valore risultante di due o più resistenza poste in parallelo (o condensatori in serie) vale la formula seguente: $Rt = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + ...}$ *che si trasforma nell'altra di uso più pratico* $Rt = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$. *Se le resistenze in parallelo (o conduttori in serie) sono più di due la formula diventa*

$$Rt = \frac{R_1 \times R_2 \times R_3 \times ...}{R_1 + R_2 + R_3 + ...}$$

Quando invece si conosca il valore di una data resistenza (o condensatore) e si desideri ottenerne un'altra di determinato e più basso valore si userà la seguente formula: $R_2 = \frac{R_1 \times Rt}{Rt - R_1}$ *che è derivata dalla precedente. Valgano i seguenti esempi.*

1° *Esempio:* $R_1 = 250\ \Omega$. $R_2 = 400\ \Omega$

$$Rt = \frac{250 \times 400}{250 + 400} = 153{,}8\ \Omega.$$

2° *Esempio:* $R_1 = 2500\ \Omega$. $Rt = 1200\ \Omega$

$$R_2 = \frac{2500 \times 1800}{2500 - 1800} = 6428\ \Omega.$$

Ds. 4684 - Tonarelli Ubaldo - Laigueglia

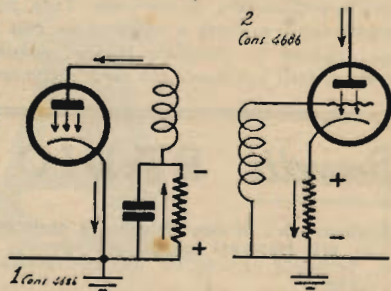
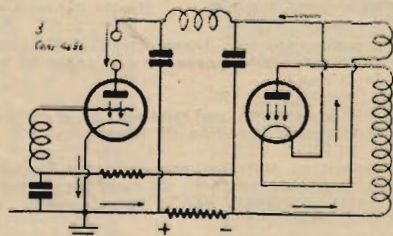
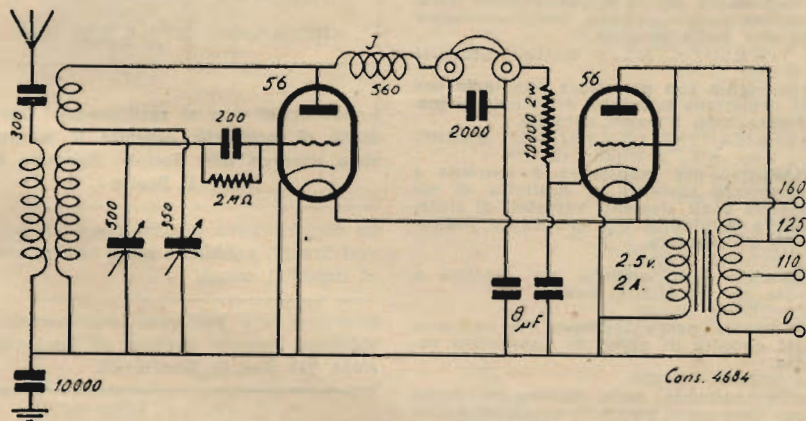
Molto probabilmente se la valvola non si accende ha il filamento interrotto, oppure sono errati i collegamenti allo zoccolo. Gli elettrodi della valvola sono collegati ai piedini (zoccolo visto da sotto) secondo lo schema di fig. 4 pubblicato a pag. 49 dell'Antenna N. 3, anno 1942. Qui unito pubblichiamo lo schema del ricevitore che vi interessa completo di alimentatore.

Ds. 4685 - Martinelli Enzo - Lucca

Ambedue i ricevitori dovrebbero funzionare regolarmente se ben costruiti; sono però un po' critici, specie il secondo, in quanto la reazione viene regolata col reostato d'accensione. Nel primo inoltre il potenziometro è necessario sia di 50.000 ohm e non da 400. Se non riuscite ad ottenere la ricezione provate a costruire con lo stesso materiale il ricevitore di cui allo schema N. 1 pubblicato a pag. 50 sull'« Antenna *», N. 3, anno 1942.*

Nei trapanini da banco a manovella vi è di solito un dispositivo automatico a frizione per l'avanzamento della punta. Tale dispositivo, che impedisce alla punta di premere oltre un certo limite sul materiale da forare, si è nel vostro con ogni probabilità bloccato. E' necessario quindi smontarlo o farlo smontare da persona pratica e procedere alla riparazione.

Ds. 4686 - Giaretto Vittorio - Moncalieri

Errate considerando negativo il lato di una resistenza in cui la corrente entra e positivo quello da cui la corrente esce. Esatto è invece l'inverso. Vi risulterà ora ben chiaro il quesito propostoci, come vi potrete facilmente convincere ragionando nel seguente modo: Se all'interno di un diodo la corrente circola solo dalla placca al catodo nel circuito esterno detta corrente circolerà dal catodo alla placca e quindi qualsiasi resistenza inserita in tale circuito sarà positiva dal lato ove la corrente entra (quello cioè collegato verso il catodo) e negativa dal lato opposto. I tre schemi allegati vi chiariranno meglio di una lunga descrizione i tre casi prospettatici. (La freccia indica il senso in cui circola la corrente). La tensione fornita dal trasformatore è di

330 *V. efficaci, che però dopo il raddrizzamento tende ad assumere il suo valore massimo che è 1,42 volte quello efficace ossia 470 v. circa (ciò avviene infatti se non vi è assorbimento di corrente). Quando scorre corrente si produce una caduta di tensione per la resistenza of-*

ferta dalla raddrizzatrice, dal secondario ad alta tensione ecc. per cui la tensione effettiva ottenuta è compresa fra quella massima e quella efficace. Nel caso vostro si hanno circa 370-360 V. all'ingresso del filtro. Per abbassare questa tensione di circa 100 V. e portarla a 270-260 V. come richiesto occorre appunto una resistenza di campo di 2.500 ohm con i 40 mA assorbiti dal ricevitore.

Ds. 4687 - Silva Fernando - Pola

Lo schema inviatoci è teoricamente esatto, ma all'atto pratico presenta vari difetti dovuti specialmente al partitore di tensione; si ha cioè variazione di tensione alle prese intermedie al variare dell'assorbimento di corrente. Tale partitore inoltre viene a trovarsi — con le sue sezioni in parallelo (i suoi estremi sono infatti collegati fra loro attraverso la pila di resistenza trascurabile) e per di più di valore incostante per effetto della regolazione del potenziometro — in serie alle resistenze addizionali dell'ohmetro falsandone il valore. E' necessario quindi eliminare il partitore e disporre il potenziometro di regolazione in parallelo all'istrumento. Se desiderate conoscere degli schemi pratici di tal tipo consultate l'articolo L'ohmetro *apparso sull'«* Antenna » *N.* 21-22, *anno* 1942.

Nei due volumi « Le valvole termoioniche » *e* « Le valvole riceventi », *Ed.* « Il Rostro », *troverete tutti i dati che vi interessano sulle valvole radio.*

Gd. 4688 - Azzali Adriano - Milano

Nella serie degli otto grafici per il calcolo delle induttanze, editi da « l'antenna » non è considerato il calcolo per bobine a nido d'ape, calcolo che è molto complesso e che verrà trattato prossimamente sulla Rivista, che ne pubblicherà i nomogrammi. Le bobine a nucleo di ferro per onde medie migliorano assai la sensibilità e la selettività dei ricevitori. Per la loro costruzione vedere i dati pubblicati sui fascicoli n. 24 *del* 1937 *e n.* 2 *del* 1938, *a proposito del B. V.* 148.

Prossimamente il dott. De Stefani riprenderà l'argomento sui Circuiti Supereterodina e con tale trattazione i vostri desiderata saranno appagati.

Brevetti RADIO E TELEVISIONE

Condensatore di elevata potenza costituito da più elementi singoli sovrapposti.
C. LORENZ A. G., a Berlin-Tempelhof (11-984).

Trasmettitore di misura per prove di ricezione ad onde corte.
LA STESSA (11-984).

Dispositivo captatore direzionale di radioonde con avvolgimenti fissi.
DITTA MAGNADYNE RADIO & ZANARINI G., a Torino (11-985).

Sistema per la formazione di segnali di sincronizzazione di quadro per televisione.
FABBRICA ITALIANA MAGNETI MARELLI, a Milano (11-986).

Dispositivo per la produzione di elettrodi a griglia particolarmente per scopi di televisione.
FERNSEH G.m.b.H., a Berlin-Zehlendorf (11-986).

Procedimento per trasmettere a distanza mediante onda portante per scopi di televisione.
LA STESSA (11-986).

Perfezionamento nei sistemi di direzione del raggio catodico di televisione.
LA STESSA (11-986).

Dispositivo elettrico per generare impulsi in rapporto costante di fase tra di loro, particolarmente per la televisione.
LA STESSA (11-986).

Dispositivo per la compensazione dell'influenza di campi magnetici esterni nelle valvole elettroniche, particolarmente per televisione.
FERNSEH G.m.b.H., a Berlin-Tempelhof (11-986).

Procedimento per la trasmissione televisiva per mezzo di un tubo ad accumulazione con proiezione preliminare dei raggi luminosi su un fotocatodo.
LA STESSA (11-986).

Dispositivo di comando per tubi a raggi catodici, specialmente per scopo di televisione.
LA STESSA (11-986).

Procedimento per la generazione di correnti a denti di sega, per la deviazione di raggi catodici, particolarmente per scopi di televisione.
LA STESSA (11-986).

Tubo a scarica elettrica con fascio elettronico orientato per oscillografia e per televisione.
N. V. PHILIPS GLOEILAMPENFABRIEKEN, a Eindhoven (Paesi Bassi) (11-989).

Radioricevitore con una antenna a telaio costituita da una o più spire.
LA STESSA (11-986).

Camicia di raffreddamento con circolazione di fluidi per tubi termoionici specialmente per onde corte, ultracorte e metriche.
S.A F.A.R. SOC. AN. FABBRICAZIONE APPARECCHI RADIOFONICI & CASTELLANI A., a Milano (11-992).

Schermo florescente per tubi di Braun.
TELEFUNKEN GESELL. FUER DRAHTLOSE TELEGRAPHIE m.b.H., a Berlino (11-993).

Schermo acustico per mobili per radioricevitori e mobili con esso ottenuti.
CAVALIERI DUCATI A., a Bologna (12-1128).

Procedimento per la sintonizzazione automatica di un circuito, particolarmente di una radio antenna.
C. LORENZ A. G., a Berlin-Tempelhof (12-1128).

Apparecchio con proiettore ausiliario per la proiezione televisiva di immagini mediante tubo a raggi catodici.
FABBRICA ITALIANA MAGNETI MARELLI SOC. AN., a Milano (12-1129).

Dispositivo per mantenere a tensione e lunghezza costanti la funicella di comando degli elementi variabili di sintonia e dell'indice del quadrante indicatore di sintonia.
LA STESSA (12-1129).

Disposizione di sopporto per antenne a stilo per apparecchi radio.
LA STESSA (12-1129).

Variometro, particolarmente per l'accordo del circuito di aereo di apparecchi radio.
LA STESSA (12-1129).

Perfezionamento nelle camere da presa per televisione particolarmente in quelle equipaggiate con tubo iconoscopico.
FERNSEH G.m.B.H., a Berlin-Tempelhof (12-1130).

Tubo trasmettitore per televisione.
HAZELTINE CORP., a Jersey City New Jersey (S.U.A.) (12-1130).

Perfezionamento alle apparecchiature munite di tubo di Braun, in ispecie ai ricevitori televisivi.
TELEFUNKEN GESELL. FUER DRAHTLOSE TELEGRAPHIE m.b.H., a Berlino (12-113).

Ricordare che per ogni cambiamento di indirizzo, occorre inviare all'Amministrazione lire Una in francobolli.

S. A. ED. « IL ROSTRO »
Via Senato, 24 - Milano
ITALO PAGLICCI, direttore responsabile

LA STAMPA MODERNA - Via Reina N. 5 - MILANO

PICCOLI ANNUNCI

Lire 1,— alla parola; minimo 10 parole per comunicazioni di carattere privato.

COMPRO 2 condensatori variabili 200 μμF - 2 Vernieri ad aria da 50 μμF nuovi od in buono stato - Ristic - Jacometti, 4 - Roma.

ELEMENTO raddrizzatore ad ossido compro o cambio con materiale - Salvucci - Lauria (Potenza).